TELEVISORI A COLORI 1

A. Deotto

A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

EDIZIONI RADIO CO. EL.

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - voll. 1° e 4° sezioni analogiche

280 + 216 pagine - oltre 250 circuiti integrati con schemi a blocchi e d'impiego. Stampa bicolore, copertina plastificata.

Vengono descritti oltre 250 circuiti integrati delle sezioni: FI audio, FI video, video, BF, elaborazione sincronismi, deflessione verticale, sincronismo orizzontale, luminanza, crominanza, correzione E-O, alimentazione, impiegati nei primi TV b/n e TV colore fino a quelli che equipaggiano i televisori di attuale produzione.
Di ogni circuito integrato viene fornito uno schema a blocchi dettagliato, uno schema elettrico rappresentativo dell'impiego tipico, la denominazione dei piedini e, in molti casi, le relative tensioni continue misurate con un tester ad alta impedenza e le forme dell'onda significative con le relative ampiezze. Infine, di ciascun integrato viene fornita la descrizione dettagliata del funzionamento.
Il 1° volume tratta gli integrati utilizzati fino al 1982 mentre il 2° volume rappresenta l'aggiornamento al periodo 1982-1986.

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - voll. 2° e 3° sezioni digitali - prima e seconda parte.

248 + 216 pagine - complessivamente oltre 280 circuiti integrati con schemi a blocchi e d'impiego. Stampa bicolore, copertina plastificata.

Vengono descritti oltre 280 circuiti integrati delle sezioni digitali dei televisori a colori, e precisamente: memorie di programma ed analogiche, trasmettitori per telecomando e ricevitori associati, PLL per sintesi di frequenza, decodifiche tastiera e FSK, identificatori di stazioni TV, amplificatori IR, convertitori D/A, selezione di circuiti logici TTL e CMOS, prescaler, circuiti di controllo per sintonie, display su schermo, interfacce uP, pilota display, ecc.
Di ciascun integrato viene fornito uno schema a blocchi dettagliato, uno schema di impiego tipico, la descrizione dettagliata del funzionamento, la denominazione dei piedini.
In molti casi vengono forniti i segnali di "timing" e tabelle indicanti i valori delle grandezze misurabili sul circuito.
I manuali sono il risultato di una lunga selezione su oltre un migliaio di schemi e documentazioni di TV colore, utilizzando una cinquantina di manuali di Costruttori di circuiti integrati.

A. DEOTTO

TELEVISORI A COLORI 1

A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

6ª ristampa della 1ª edizione

1986

EDIZIONI RADIO CO. EL.

TELEVISORI A COLORI
a transistors e a circuiti integrati
è una pubblicazione tecnica della

editrice CO.EL.
via d'Artegna, 17/A
33100 UDINE - cas. postale n° 175
tel. 0432/481395

© Copyright 1983 - editrice CO.EL.
tutti i diritti riservati - è vietata la riproduzione
anche parziale senza approvazione scritta dell'Editore

I circuiti dei televisori a colori hanno subito, nell'ultimo quinquennio, una notevole evoluzione in termini circuitali, sia per la disponibilità di nuovi circuiti integrati che per lo sviluppo di cinescopi di nuova concezione. Si è assistito così ad una progressiva semplificazione dei circuiti di convergenza e ad un notevole arricchimento delle funzioni realizzate dalle diverse sezioni del ricevitore, grazie soprattutto alla disponibilità di nuovi e complessi circuiti integrati.

Nell'intento di offrire al lettore un'opera aggiornatissima in grado di permettergli l'interpretazione degli schemi dei ricevitori delle più recenti generazioni, ho predisposto il presente volume che costituisce la logica continuazione del precedente "TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI". Di quest'ultimo ho ripreso alcuni argomenti di interesse specifico per la televisione a colori approfondendoli, mentre, per evitare inutili ripetizioni, quelli già trattati colà diffusamente, sono richiamati con un asterisco.

Per rendere più scorrevole la lettura e più agevole la comprensione dei circuiti trattati, ho ritenuto opportuno non appesantire l'opera con la trattazione della riparazione e della messa a punto che sarà oggetto, invece, di una prossima pubblicazione.

Argeo Deotto

CAPITOLO I

Richiami sulla teoria dei colori

1.1. - Introduzione

Le tecniche impiegate per la ripresa e per la riproduzione delle immagini colorate sono fondate sulla teoria dei colori e sul comportamento dell'occhio nella percezione dei colori. Si è perciò ritenuto opportuno, prima di iniziare lo studio sistematico di tali tecniche, accennare ad alcuni concetti fondamentali della colorimetria e ad alcune proprietà della visione umana.

1.2. - La luce naturale ed il colore

Fin dagli inizi dello studio della percezione del colore risultò evidente che la sensazione cromatica era possibile solo in presenza di qualche sorgente luminosa e ne era strettamente collegata alle caratteristiche. Le prime ricerche furono quindi rivolte allo studio delle sorgenti luminose ed in particolare della luce naturale.

In base al noto esperimento del prisma di vetro a sezione triangolare (Fig. 1.1), Newton si accorse per primo che la luce bianca del sole non doveva essere considerata come un tipo di luce pura, bensì come un miscuglio omogeneo di un numero infinito di colori e tinte intermedie, quali erano visibili anche nell'arcobaleno.

La teoria corpuscolare della luce, la sola allora disponibile, non permise a Newton di spiegare scientificamente il suo esperimento ma i successivi studi di Huyghens e l'affermazione della teoria ondulatoria negli anni successivi portarono alla esatta interpretazione del fenomeno della scomposizione della luce in vari colori, noto oggi come dispersione.

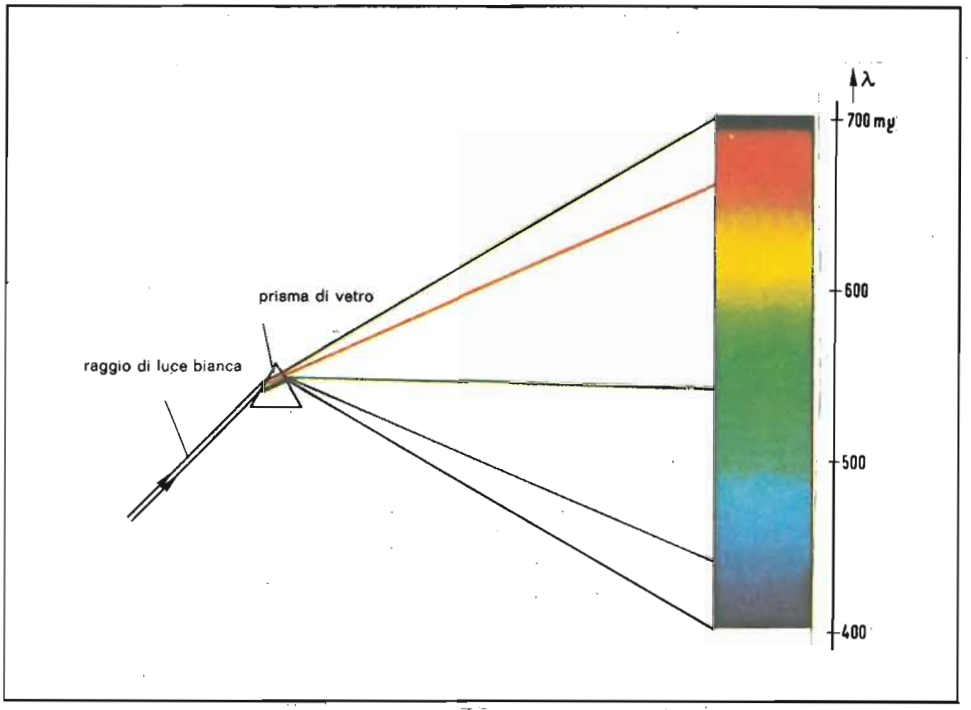


Fig. 1.1 - Un raggio di luce bianca, attraversando un prisma di vetro, viene scisso nelle sue componenti cromatiche.

Di conseguenza la luce visibile fu definita come una forma di radiazione elettromagnetica, a varie lunghezze d'onda, occupante, nell'intero spettro elettromagnetico, una piccola porzione detta *spettro visibile*. Come noto, lo spettro della luce solare è compreso nell'intervallo da circa 400 mμ (violetto) a circa 780 mμ (rosso).

Nel 1963 la Commissione Internazionale dell'illuminazione (C.I.E.) definì i limiti della radiazione visibile in 400 mμ e 760 mμ.

Sulla base dell'esperimento della scomposizione della luce mediante il prisma, si deduce che la sensazione di un colore risulta legata al tipo di una o più radiazioni dello spettro visibile che colpiscono l'occhio; inoltre si osserva come l'occhio riesca a distinguere solo alcuni colori principali, che vengono detti *dominanti*, entro certi campi di lunghezze d'onda. Così abbiamo il campo del violetto (380-450 mμ), del blu (450-490 mμ), del verde (490-550 mμ), del giallo (550-590 mμ), dell'arancione (590-640 mμ) e del rosso (640-780 mμ).

Conseguenza dello stesso esperimento è il fatto importante che la luce solare dà all'occhio umano l'impressione di *luce bianca* pur essendo composta da

un insieme continuo di colori spettrali. Ciò porta a concludere che la sensazione prodotta dalla luce solare può essere raggiunta con un'opportuna mescolazione di diversi colori spettrali.

1.3. - Percezione visiva del colore

Il comportamento dell'occhio umano, a seguito di stimoli cromatici, è stato oggetto di lunghi e complessi studi. I risultati ottenuti, assieme alle indagini sulla costituzione fisica dell'occhio, hanno permesso di avere informazioni molto importanti per lo sviluppo della televisione a colori.

E' noto come la parte interna dell'occhio contenga una particolare zona a superficie curva, detta *retina*, sulla quale vengono formate le immagini degli oggetti luminosi; da questa regione partono gli stimoli condotti al centro ottico del cervello attraverso il nervo ottico. La superficie della retina è la parte più complessa e responsabile della percezione visiva.

A quanto fino ad oggi si sa, la retina sarebbe costituita essenzialmente da organi sensibili alla luce di due tipi e di diverso comportamento: i *bastoncini* ed i *coni*. Essi hanno funzioni diverse e cioè:

- i *bastoncini* forniscono solo sensazioni di luminosità e quindi ci permetterebbero di vedere gli oggetti solo in bianco e nero;
- i *coni* sono gli organi sensibili ai colori.

Questi due gruppi di organi fotosensibili agiscono separatamente ed in condizioni diverse di illuminazione, ovvero:

- per luminosità notevoli intervengono solo i coni, che ci danno allora la possibilità di distinguere i colori;
- per luminosità basse i coni rimangono insensibili ed intervengono i bastoncini, con i quali possiamo distinguere pertanto gli oggetti solo in bianco e nero.

Mentre i coni sembrano essere in una quantità dell'ordine di 5-10 milioni, i bastoncini sarebbero oltre i 100 milioni; il rapporto di sensibilità tra bastoncini e coni risulterebbe all'incirca di 10.000 a 1: ciò spiega la ragione per cui il nostro occhio ha una relativamente modesta sensibilità ai colori.

Nel comportamento di questi organi fotosensibili pare intervenga un certo processo fotochimico per il quale si producono delle variazioni nella composizione della cosiddetta *porpora retinica*: tali variazioni avvengono in un certo tempo che corrisponderebbe alla nota lentezza di adattamento dell'occhio nei passaggi dall'oscurità alla piena luce o viceversa. Lo stesso processo chimico sarebbe responsabile di quel fenomeno generalmente conosciuto come *persistenza delle immagini*.

Studiando quindi il comportamento dei coni in base alla loro reazione ai diversi colori, pur non essendoci ancora delle conoscenze esatte in questo

campo, si è potuto comunque stabilire che essi reagiscono con diverse sensibilità alle varie composizioni di colori. Si è così portati a pensare all'esistenza di tre gruppi fondamentali di coni: un gruppo sensibile prevalentemente al colore rosso, un altro al colore verde ed un terzo al blu. Per ciascuno di questi gruppi varia sia l'intensità della sensazione che il campo dei colori percepiti.

In base a queste constatazioni, sono state effettuate numerose misure su molte persone e si sono ricavate tre curve, dette *curve di sensibilità relativa ai colori*, che indicano la risposta dell'occhio di un osservatore medio ai tre colori principali, rosso, verde e blu, per una energia radiante costante emessa dalle rispettive sorgenti luminose (Fig. 1.2). Dalla somma di queste risposte si ricava la curva, estesa a tutto lo spettro visibile, della foto-sensibilità totale, detta *curva di luminosità relativa,* nella quale si è fatto uguale a 1 il valore massimo di sensibilità. Tale massimo si ha per il colore corrispondente a 550 mμ, cioè per il giallo-verde (Fig. 1.3). Ciò significa che per $\lambda = 550$ mμ si ha la massima trasformazione di energia radiante in sensazione visibile.

Di una scena colorata, l'occhio vede solo le componenti cromatiche per le quali sono massime le sensibilità dei tre gruppi di coni. Tuttavia, si possono vedere tutte le gradazioni dei colori esistenti poichè gli stimoli, conseguenti all'eccitazione dei tre gruppi di coni, vengono addizionati nel cervello, fornendo così, ad ogni terna di livelli, una diversa sensazione cromatica.

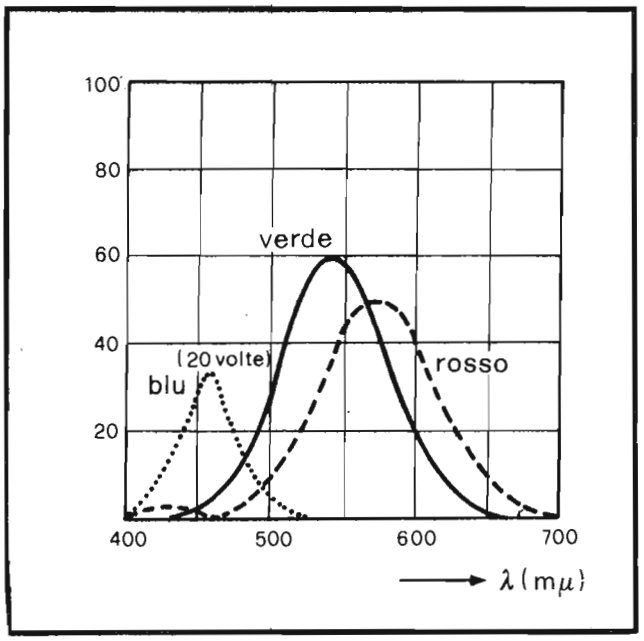
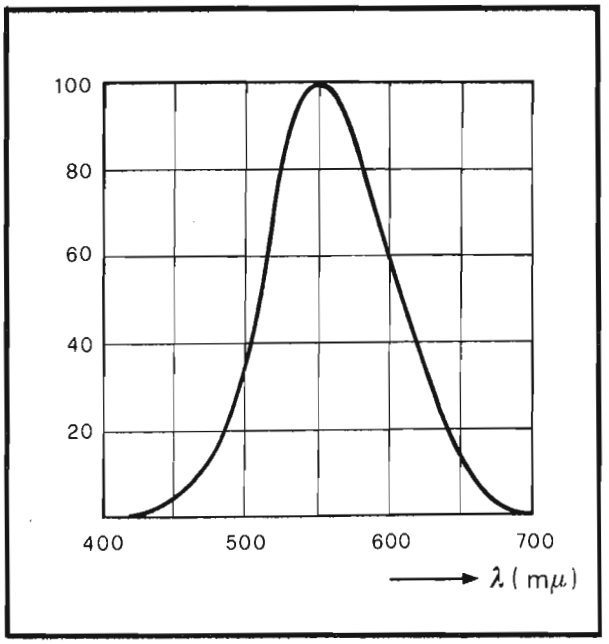


Fig. 1.2 - Ipotetiche curve di sensibilità cromatica dei tre gruppi di coni.

Fig. 1.3 - Curva di luminosità relativa dell'occhio.



1.4. - Limitazioni della percezione visiva

In merito alle caratteristiche della percezione visiva, particolari osservazioni si devono fare sulle capacità visive dell'occhio in fatto di distinzione di oggetti molto vicini tra loro, cioè sul *potere risolutivo* dell'occhio. Questa caratteristica, detta anche *acuità visiva*, dipende in genere dalla distanza di osservazione degli oggetti, dalla loro illuminazione e dalla capacità fisiologica degli organi costituenti la retina.

Considerando oggetti in bianco e nero, in presenza di una buona illuminazione, il potere risolutivo viene indicato in 1 minuto d'arco, quale valore medio (due punti distanti circa 0,3 mm posti a 1 m dall'occhio).

Nel caso di oggetti colorati, a parità di illuminazione, il potere di risoluzione delle aree colorate diminuisce molto, pare all'incirca di 4 volte.

In generale risulta che tutte le limitazioni fisiologiche della percezione visiva costituiscono delle condizioni che hanno semplificato lo sviluppo della televisione a colori. Esse possono essere in breve così riassunte:

- l'occhio umano non è in grado di risolvere lo spettro di una radiazione luminosa ma somma le sensazioni del colore secondo tre predominanti sensibilità allo spettro visibile;

- la distinzione particolareggiata di aree di diverso colore è meno netta di quella relativa ad aree di diversa luminosità;
- la rapidità con cui sono avvertiti i cambiamenti di colore è assai minore di quella con cui sono rilevate le variazioni di luminosità.

1.5. - Il principio della mescolanza additiva dei tre colori

E' noto dalle tecniche della pittura e della fotografia che mescolando due colori se ne può ottenere un terzo. Esistono due metodi di mescolanza dei colori: il metodo sottrattivo e quello additivo; il primo usato nella pittura e nella stampa, il secondo nella fotografia e nella televisione a colori.

Diamo qui solo qualche cenno del metodo additivo. La mescolanza additiva di due o più colori si ha quando si proiettano due o più fasci di luce di diverso colore su una stessa superficie, ad esempio bianca, dalla quale l'occhio poi riceve una sensazione risultante con colore diverso da quello delle sorgenti usate.

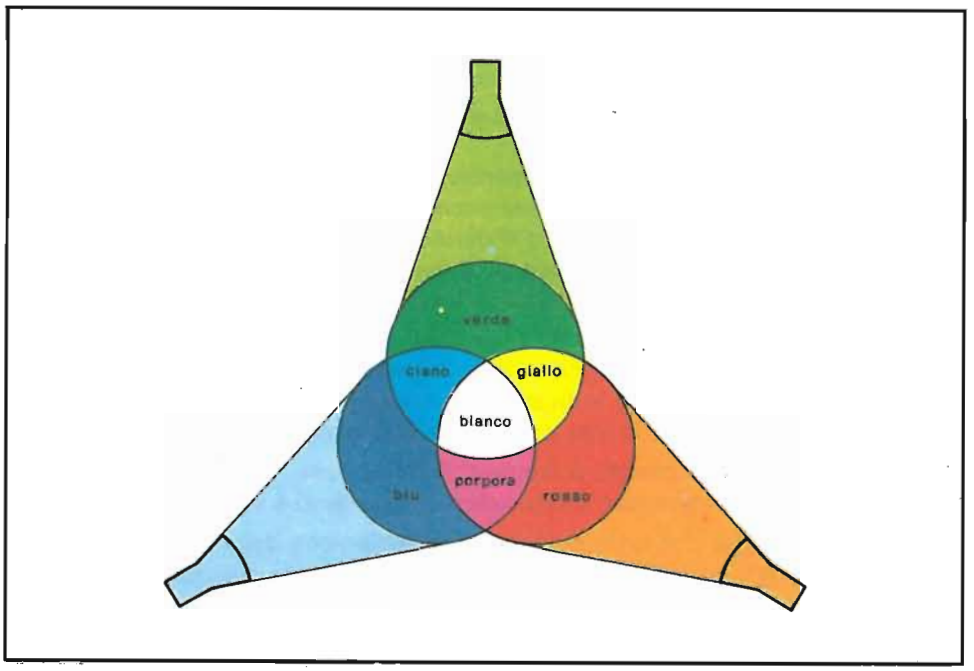


Fig. 1.4 - Colori primari e loro complementari ottenuti per sintesi additiva.

Come si vede dalla Fig. 1.4, quando una superficie bianca è illuminata con un fascio di luce rossa ed uno di luce verde, riceviamo la sensazione del colore giallo, mentre le luci verde e blu producono il colore ciano e le luci rosse e blu producono il colore porpora o magenta. Notiamo che il colore porpora non si trova nello spettro visibile della luce: esso non è quindi definito da una lunghezza d'onda ed è considerato colore *non spettrale*.

Dall'esperienza si è quindi ricavato che tutte le tinte o colori intermedi dello spettro visibile possono sempre essere ottenuti da due colori spettrali, con opportuni rapporti di intensità.

Tra queste possibilità c'è anche quella di produrre il bianco con una coppia di colori nelle corrette proporzioni di intensità: in questo caso i due colori sono detti *complementari*. Le coppie più importanti di essi sono rosso-ciano, verde-porpora e blu-giallo.

Estendendo l'esperienza all'impiego contemporaneo di tre colori base (*tricromia*) si è trovato che, se si proiettano su una stessa superficie bianca tre fasci luminosi di colore rosso, verde e blu, si possono ottenere, a seconda delle intensità dei tre fasci, sia la sensazione del bianco che quella della maggior parte dei colori naturali.

Da tutto ciò risulta così che la maggior parte dei colori visibili in natura, spettrali o no, possono essere ottenuti mediante mescolanza, in opportune proporzioni, di tre colori spettrali qualsiasi detti *primari*.

La condizione richiesta per la scelta dei tre colori primari è che nessuno di essi possa essere ottenuto dalla mescolanza degli altri due. Per una più facile riproducibilità, due di essi devono trovarsi ai limiti dello spettro visibile, cioè nelle zone del rosso e del blu, ed il terzo nel centro della gamma, ovvero nella zona del verde.

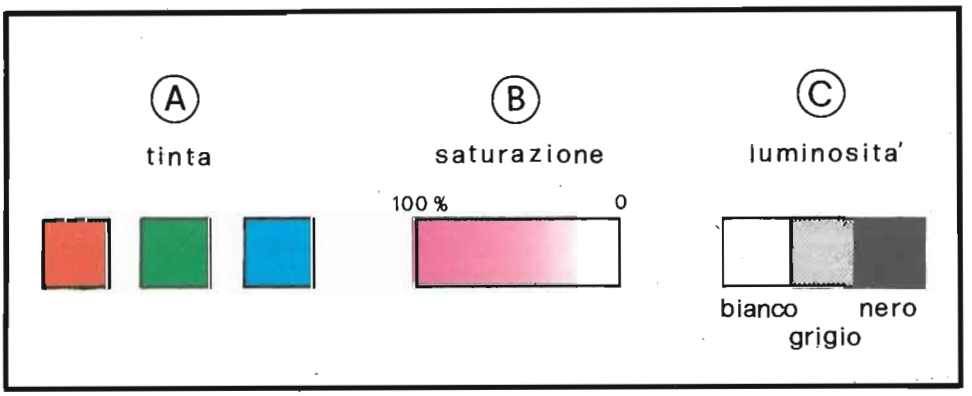


Fig. 1.5 - Significato di tinta (A) saturazione (B) e luminosità (C).

1.6. - Caratteristiche di una sorgente luminosa

Per definire in modo completo la sensazione prodotta da una sorgente luminosa si ricorre a tre caratteristiche fisiche indipendenti: tinta, saturazione e luminosità (o brillanza).

La *tinta* (hue) è la caratteristica della sensazione visiva espressa con i termini rosso, verde, giallo, ecc.; essa è determinata dalla lunghezza d'onda della radiazione luminosa: per esempio il rosso ed il rosa hanno la stessa tinta. La grandezza colorimetrica corrispondente alla tinta è la *lunghezza d'onda dominante* (Fig. 1.5 A).

La *saturazione* indica il grado di diluizione di un colore con la luce bianca ovvero la purezza di un colore. Essa esprime pure l'intensità della tinta in rapporto alla quantità di bianco contenuta nel colore: per esempio il rosa è dato dalla tinta del rosso mescolata a luce bianca. La grandezza colorimetrica corrispondente è la purezza ed è misurata in percentuale (Fig. 1.5 B).

La *luminosità* è la caratteristica di una sensazione visiva soggettiva determinata dalla sensibilità dell'occhio ad una certa radiazione luminosa; in altre parole indica la quantità di luce percepita dall'occhio (Fig. 1.5 C). La grandezza fotometrica corrispondente è la *luminanza*. L'unità di misura della luminanza è la candela per metro quadrato (cd/m^2); questa unità è usata per valori di luminanza relativamente bassi.

A titolo indicativo si può dire che la luminanza di un cinescopio a colori moderno è dell'ordine di 60 cd/m^2 per schermo bianco. Osserviamo pure che in luogo dell'espressione esatta luminanza è spesso usata la parola luminosità: la luminanza infatti oggi serve ad indicare, nella tecnica televisiva, un segnale elettrico contenente una particolare informazione.

1.7. - Rappresentazione tridimensionale dei colori

Per l'individuazione di un colore qualunque, in riferimento ai tre colori assunti come primari, generalmente si ricorre ad una rappresentazione grafica.

Abbiamo detto, in precedenza, che qualsiasi colore può essere ottenuto con tre componenti di opportune intensità dei colori primari rosso, verde e blu.

Le intensità di queste tre componenti possono essere assunte come dimensioni in un sistema di riferimento e usate, ad esempio, per definire un punto nello spazio rispetto a tre assi x, y, z. Supponiamo per semplicità tre assi ortogonali tra loro e prendiamo tre dimensioni uguali venendo a formare così un cubo (Fig. 1.6 A): i lati del cubo possono essere assunti a rappresentare, quantitativamente, i tre colori primari prescelti e cioè il blu, il verde ed il rosso. Si può allora dire che la superficie laterale del cubo compresa tra gli assi dei colori blu e verde rappresenta tutti i colori di passaggio tra il verde ed il blu: la diagonale di questo piano rappresenta il colore ottenuto dalla mescolanza del

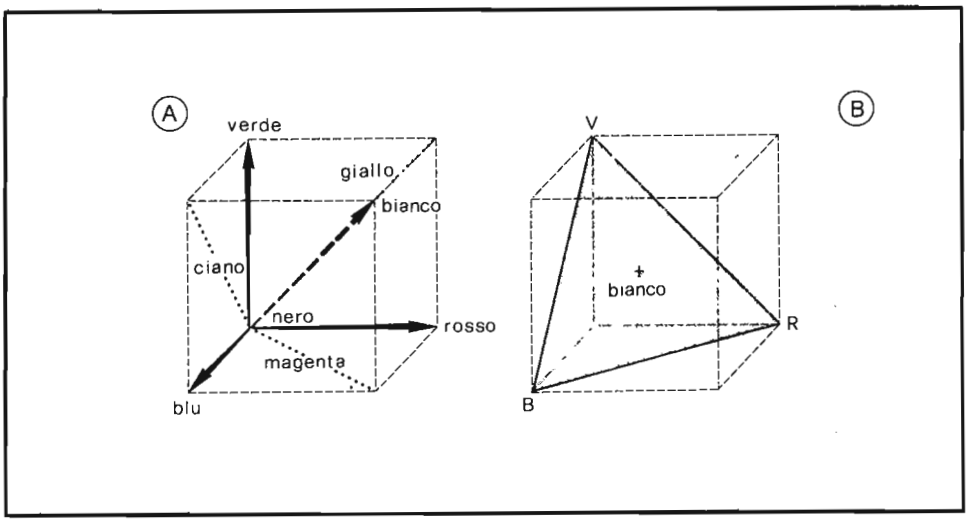


Fig. 1.6 - Rappresentazione tridimensionale dei colori primari (A) e luogo dei punti a luminosità costante (B).

blu e del verde, in uguali quantità, che è detto ciano. Così, sulla superficie compresa tra gli assi del rosso e del verde, si trovano tutti i colori intermedi tra il rosso ed il verde, quindi anche il giallo.

Sul terzo piano laterale, compreso tra gli assi blu e rosso, sono contenuti tutti i colori misti intermedi, quindi i colori porpora (magenta).

Nello spazio definito dai piani laterali del cubo, ogni punto di colore è determinato dalle tre corrispondenti componenti parziali dei colori primari. Quando essi sono mescolati nelle stesse proporzioni, tutti i punti rappresentativi di questa mescolanza sono situati sulla diagonale che va dall'origine (nero) dei tre assi, al vertice opposto del cubo: tale diagonale rappresenta la retta dei grigi (nero-bianco). Su essa si trova dunque la scala della luminosità, cioè la rappresentazione progressiva dei colori neutri o grigi, dal nero al bianco.

Se tracciamo ora un piano passante per i vertici VBR del cubo (Fig. 1.6 B) otteniamo un triangolo equilatero, con vertici VBR, sulla cui superficie si trovano tutti i colori aventi un uguale valore di luminosità: infatti per tutti i punti di questo piano risulta:

$$x + y + z = \text{cost.}$$

In tal modo, si ottiene una rappresentazione, su un piano, di tutti i colori, in condizioni di luminosità costante.

Detto triangolo equilatero (Fig. 1.7) possiede alcune particolari proprietà; tra queste:

- i vertici rappresentano i colori primari spettrali VBR scelti;
- il centro, punto di intersezione delle mediane, rappresenta il bianco;
- i punti medi dei tre lati indicano la posizione dei tre colori misti, ciano, giallo e porpora, ottenuti dalla somma di due colori primari; ad esempio dai colori primari blu e verde si ha il ciano, che è indicato dal centro del lato congiungente tali colori primari. Nello stesso modo si trovano, al centro degli altri due lati, i colori misti giallo e porpora.

Da questa rappresentazione triangolare si comprende pure come le coppie rosso - ciano, verde - porpora, blu - giallo, sono colori complementari, che, se mescolati nelle opportune proporzioni, producono il bianco. Così pure il principio del miscuglio dei tre colori primari vi è rappresentato in senso lato: infatti, tutte le linee che passano per il centro (punto del bianco) forniscono, con le loro intersezioni sui lati opposti del triangolo, due colori che, mescolati nelle opportune dosi, danno la sensazione del bianco (linea tratteggiata di Fig. 1.7).

In realtà, se immaginiamo di riportare i punti rappresentativi di tutti i colori spettrali che, ricordiamo, sono saturi, dobbiamo far ricorso a coordinate VBR negative. Ciò significa che con i tre colori spettrali assunti come fondamentali, non è possibile ricostruire tutti gli altri con un semplice processo di sintesi additiva. Per questo motivo conviene far ricorso ad una nuova terna di colori *primari ideali*, non spettrali, che verranno indicati con X, Y e Z.

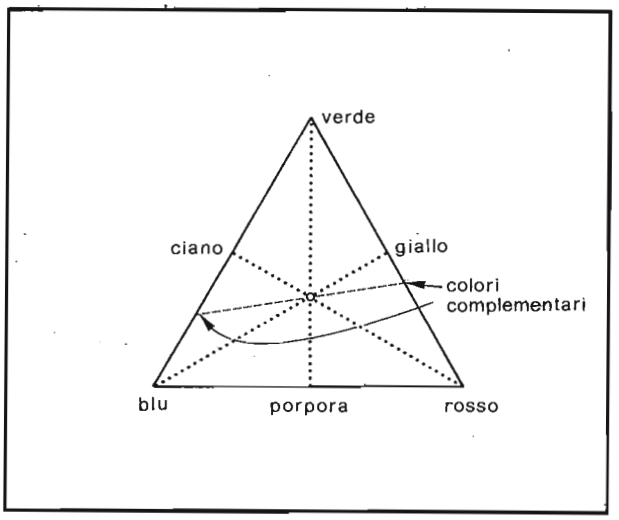


Fig. 1.7 - Colori primari e loro complementari rappresentati su un triangolo equilatero.

1.8. - Definizione dei tre colori primari secondo la C.I.E

Per arrivare ad una definizione uniforme dei colori spettrali della luce del sole, che comporti solo coordinate positive, la Commissione Internazionale dell'Illuminazione (C.I.E.) ha fissato i vertici di un triangolo dei colori standard, cioè le precise lunghezze d'onda dei tre colori primari ideali, nei tre valori:

700 mμ	per il rosso	(X)
546,1 mμ	per il verde	(Y)
435,8 mμ	per il blu	(Z)

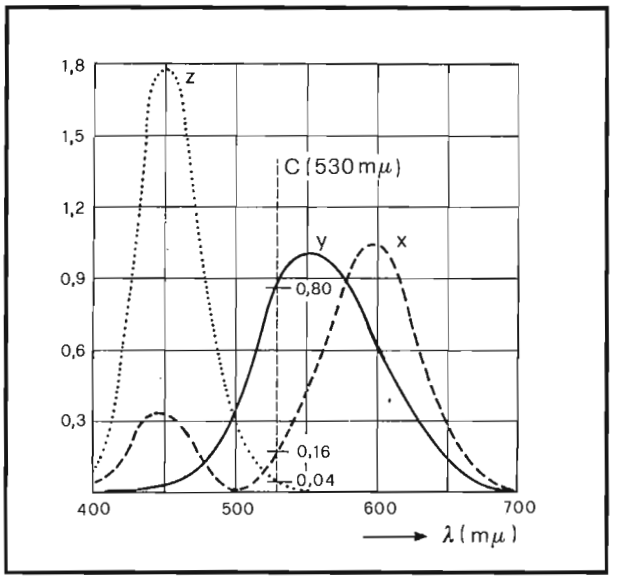


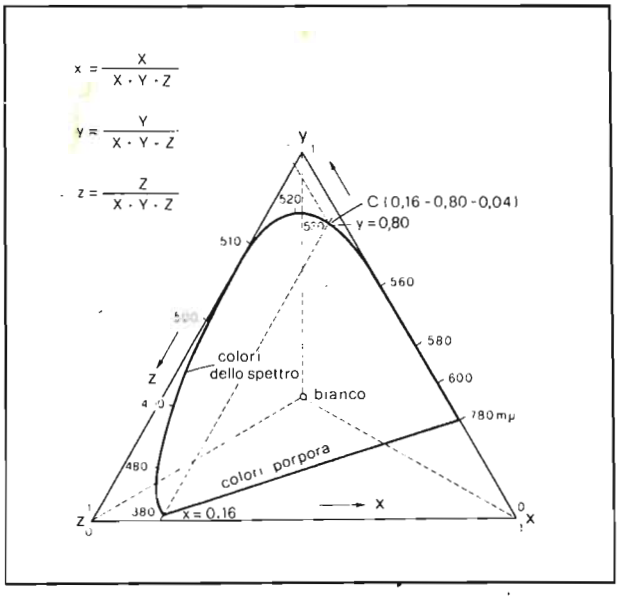
Fig. 1.8 - Valori tristimolo dei tre nuovi colori primari per la formazione dei colori spettrali.

Inoltre la C.I.E. ha definito le componenti di ciascuno di questi colori primari, la cui mescolanza fornisce una qualsiasi tinta compresa nello spettro visibile da 400 a 700 mμ: queste componenti, dette *valori tristimolo*, sono rappresentate dalle curve x, y, z della Fig. 1.8: esse indicano le quantità di colori primari richieste per ottenere tutti i colori spettrali.

Ad esempio, per il colore spettrale avente una lunghezza d'onda $\lambda = 530$ mμ, la combinazione dei primari ideali risulta essere:

$$0{,}16\,x + 0{,}80\,y + 0{,}04\,z$$

Fig. 1.9 - Campo dei colori spettrali nel triangolo dei colori: le coordinate x, y, z rappresentano i valori tristimolo X, Y, Z normalizzati a 1.



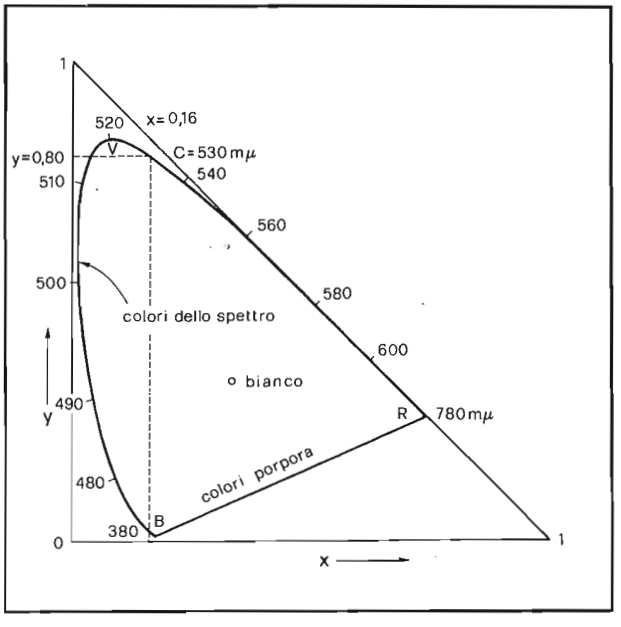


Fig. 1.10 - Diagramma di cromaticità C.I.E.

Nella figura, la curva x si riferisce alla componente $\lambda = 700$ mμ, la curva y alla $\lambda = 546{,}1$ mμ e la curva z alla $\lambda = 435{,}8$ mμ. Questi valori sono stati scelti in modo che, con uguali intensità dei tre colori primari, si ottiene il bianco. Inoltre, per il colore primario Y con $\lambda = 546{,}1$ mμ, si trovano delle componenti che corrispondono a quelle della curva di luminosità relativa dell'occhio.

1.9. - Derivazione del triangolo dei colori e del diagramma di cromaticità.

I valori tristimolo possono essere trasferiti in un triangolo equilatero ove i tre lati corrispondono ai tre assi x, y, z, ovvero, rispettivamente, alle componenti primarie ideali rossa, verde e blu (Fig. 1.9). La trasformazione è eseguita in modo che la somma dei valori di mescolanza relativa sia pari a 1 (luminosità costante).

Se ora riportiamo su detto triangolo, per ogni lunghezza d'onda dei colori

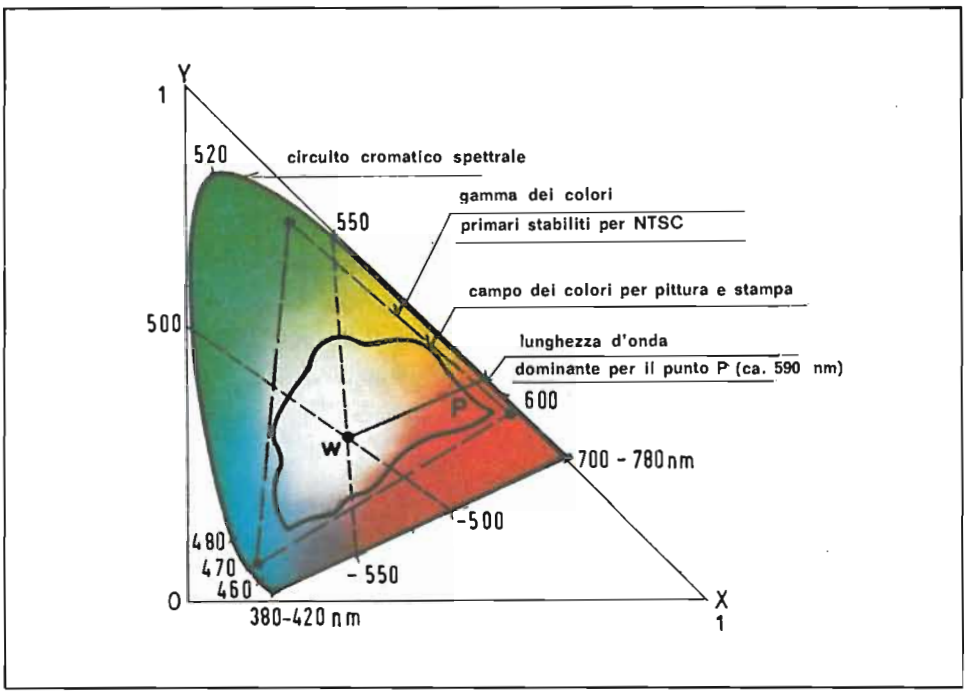


Fig. 1.11 - Posizione dei tre colori primari V B R nel diagramma di cromaticità.

spettrali, i corrispondenti valori del tristimolo, otteniamo una linea aperta, avente la forma di un ferro di cavallo. In Fig. 1.9, tale curva è estesa a tutti i colori compresi tra 380 e 780 mμ.

La retta congiungente i due punti estremi della curva, linea dei colori porpora, rappresenta i colori ottenuti per mescolanza di rosso e blu e chiude così una superficie piana entro la quale sono rappresentati tutti i colori spettrali presenti in natura, nonchè quelli ottenuti dalla loro mescolanza.

Ricordiamoci ora che il passaggio dalla rappresentazione tridimensionale a quella bidimensionale è stato possibile grazie all'ipotesi di uguale luminanza per tutti i colori. Ciò significa che per ogni punto, quindi per ogni colore, del triangolo cromatico la somma delle coordinate x, y, z è uguale a 1. Conseguenza di ciò è la possibilità di rappresentare tutti i colori spettrali facendo ricorso a sole due coordinate, anzichè a tre, essendo la terza ottenibile come semplice combinazione lineare delle prime due. In questa rappresentazione il triangolo equilatero si trasforma in rettangolo, come indicato in Fig. 1.10. Questa forma del triangolo dei colori è quella più comunemente usata e rappresenta il diagramma di cromaticità C.I.E.

Entro la regione dei colori spettrali dovevano essere, infine, fissati i tre colori primari, per l'impiego nella TV a colori. Per la scelta di essi si dovevano tener presenti le caratteristiche dei fosfori attualmente disponibili per la riproduzione delle immagini con i tubi a raggi catodici. Poichè lungo la linea a ferro di cavallo del diagramma di cromaticità si trovano i colori con forte saturazione, che molto raramente si trovano in natura, si è accettato, per la televisione a colori, un triangolo più interno che risulta già sufficiente per una buona riproduzione delle tinte naturali.

I colori primari scelti per la TV a colori, nello standard NTSC, hanno le seguenti coordinate nel diagramma di cromaticità (Fig. 1.11):

blu:	$x = 0.14$	$y = 0.08$	cui corrisponde $\lambda = 470$ mμ
verde:	$x = 0.21$	$y = 0.71$	cui corrisponde $\lambda = 535$ mμ
rosso:	$x = 0.67$	$y = 0.33$	cui corrisponde $\lambda = 610$ mμ

Il punto del bianco, con i suddetti colori primari, risulta:

$x = 0.310$

$y = 0.316$

CAPITOLO SECONDO

Principi di televisione a colori

2.1. - Introduzione

Nel presente capitolo si analizzano i principi fondamentali su cui si basa la televisione a colori e quindi la compatibilità del sistema televisivo. L'analisi di un semplice sistema di ripresa e riproduzione permette di definire in modo fisiologico il segnale di luminanza e quello di crominanza. Per quest'ultimo si dimostra praticamente utile introdurre i segnali differenza di colore che semplificano notevolmente la struttura del ricevitore e rendono automatico il passaggio dalla ricezione a colori a quella in bianco e nero.

2.2. - L'immagine televisiva a colori

Indipendentemente dal sistema utilizzato per la trasmissione a distanza delle immagini colorate, si può pensare che la scomposizione cromatica effettuata dalla telecamera consista nel separare le tre componenti cromatiche primarie (blu, verde, rosso) per mezzo di altrettanti filtri e nell'inviare i relativi segnali luminosi a tre tubi da ripresa. In questi ultimi si provvede, con i soliti sistemi magnetici di scansione, a "leggere", punto per punto, il valore dell'intensità della corrispondente componente cromatica.

Se viene ripresa una superficie bianca uniformemente illuminata, si avranno tre segnali di uscita della stessa ampiezza; questi ultimi, amplificati, potranno essere inviati ad un cinescopio tricromico il cui schermo apparirà, così, bianco.

La tecnica di ricostruzione dell'immagine usata, ovvero la ricomposizione cromatica, secondo il principio della mescolanza additiva, consiste nel porre vicine l'una all'altra delle piccole aree di fosforo che, colpite dal fascio di elet-

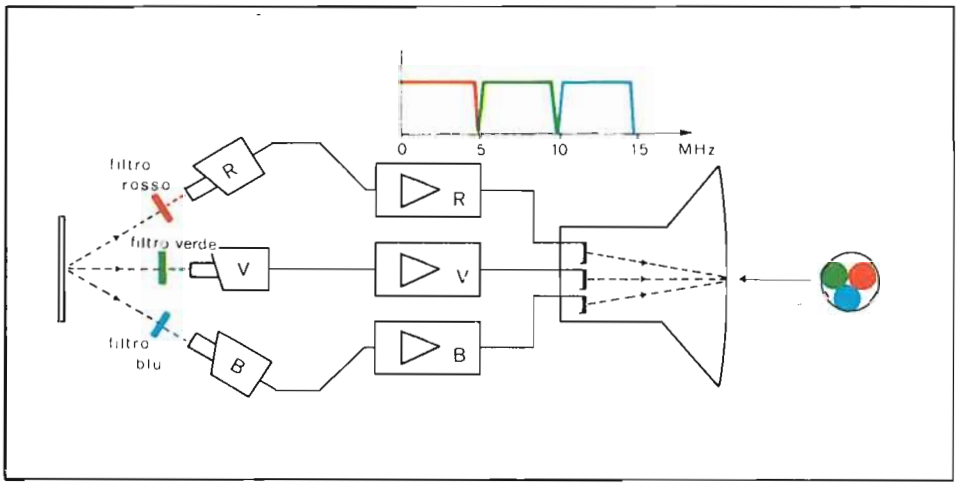


Fig. 2.1 - Analisi e sintesi cromatica in un sistema televisivo a colori nel quale le informazioni relative ai tre colori primari vengono trasmesse simultaneamente attraverso tre canali distinti.

troni, emettono radiazioni di lunghezza d'onda pari a quella dei colori primari. Sfruttando la limitata acuità visiva cromatica dell'occhio umano, per cui non risulta possibile all'osservatore distinguere le tre sorgenti colorate puntiformi, è possibile avere la sensazione del colore ottenuto per mescolazione additiva delle tre radiazioni primarie (Fig. 2.1).

2.3. - La compatibilità

Il sistema televisivo a colori, proposto nel paragrafo precedente, non può trovare pratica attuazione, nel caso di trasmissioni per mezzo di onde elettromagnetiche, a causa della sua incompatibilità con lo standard di trasmissione in bianco e nero. In altre parole le tre informazioni cromatiche RVB, se trasmesse simultaneamente, richiederebbero una banda tripla rispetto a quella utilizzata nella televisione b/n. E' necessario pertanto che il modo di trasmettere l'informazione cromatica risulti *compatibile* con lo standard di trasmissione in b/n; in altri termini il segnale televisivo a colori deve consentire a un televisore monocromatico, senza alcuna modifica, di riprodurre in bianco e nero l'immagine colorata ripresa e trasmessa. Viceversa, si richiede pure che un televisore a colori, ricevendo un segnale televisivo in b/n, riproduca l'immagine con lo stesso grado di definizione di un televisore monocromatico.

Le caratteristiche che deve possedere uno *standard compatibile* sono:

- larghezza di banda del canale identica a quella dello standard b/n corrispondente (7 MHz);

- distanza tra le portanti audio e video e loro tecnica di modulazione immutata (5,5 MHz) e così pure la larghezza del canale video (5 MHz);
- frequenze di scansione di quadro e di riga rispettivamente di 50 Hz e 15.625 Hz, con impulsi di sincronismo che modulano la portante tra i livelli del 75% e del 100%;
- segnale di luminosità che modula la portante video tra il 10% ed il 70%; viene tollerata una certa sovramodulazione (33%) per l'informazione cromatica;
- informazione di colore sovrapposta al segnale di luminosità e facilmente estraibile da questo; inoltre, nella riproduzione da parte di un ricevitore b/n, l'informazione cromatica non deve arrecare disturbo eccessivo.

Dalle condizioni imposte dalla compatibilità, risulta chiaro che l'informazione cromatica, che indicheremo con C, è qualcosa che va aggiunta al segnale video b/n, che a sua volta comprende il segnale di luminanza, indicato con Y, e gli impulsi di sincronismo.

2.4. - Il segnale di luminanza Y

Si è già visto nel primo capitolo che, per definire in modo completo la sensazione prodotta da una superficie colorata, si può ricorrere a tre caratteristiche fisiche indipendenti:

- la luminosità,
- la tinta,
- la saturazione.

Qualunque altro metodo di rappresentazione deve sempre far ricorso ad almeno tre grandezze fisiche: è il caso, ad esempio, della scomposizione tricromica nella quale una superficie colorata è identificata in modo preciso quando sono date le luminosità delle tre sorgenti primarie che potrebbero formarla. Naturalmente, qualunque sia la rappresentazione adottata, trattandosi di relazioni lineari, è sempre possibile esprimere i legami tra le grandezze assunte come riferimento. Da questo punto di vista è allora immediato definire la luminosità Y come somma delle luminosità delle componenti primarie RVB, scrivendo:

$$Y = R + V + B$$

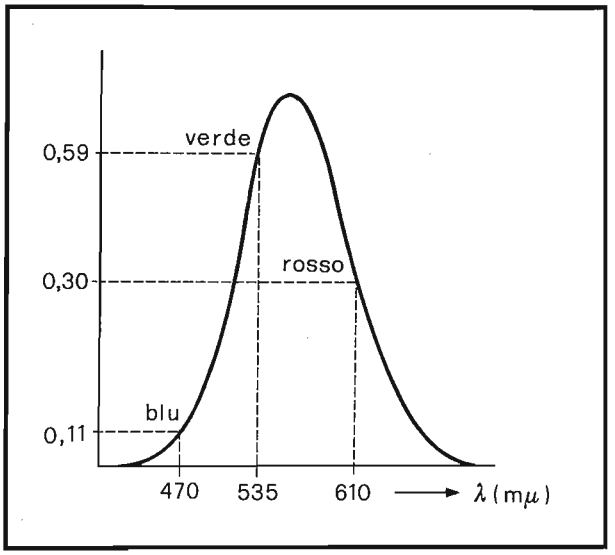
In realtà risulta conveniente "pesare" le tre componenti R, V, B, con la caratteristica di sensibilità dell'occhio che, come noto, presenta un massimo per il verde. Tenendo conto dei valori assunti dalla curva di luminosità relativa (Fig. 2.2) in corrispondenza alle lunghezze d'onda dei colori primari, e normalizzando a 1 il valore della luminosità, si trova:

$$Y = 0{,}30\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$$

Cioè, a definire la luminosità di una zona di immagine, concorrorno, in misura diversa, le componenti cromatiche, essendo differente, per esse, la sensibilità dell'occhio.

Il segnale di luminanza può essere ottenuto direttamente dai segnali elettrici in uscita dai tre tubi da ripresa (R, V, B) sommandoli per mezzo di partitori resistivi che producono attenuazioni rispettivamente del 30%, 59% e 11% (Fig. 2.3).

Fig. 2.2 - Caratteristica di sensibilità dell'occhio in corrispondenza alle lunghezze d'onda dei tre colori primari.



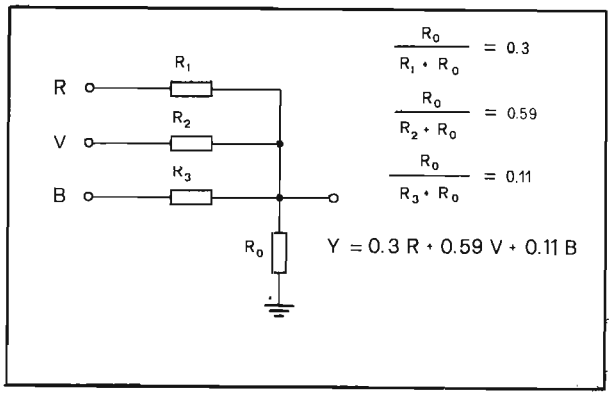


Fig. 2.3 - Rete sommatrice per la formazione del segnale di luminanza Y.

Sulla base dell'equazione scritta, possiamo ricavare il valore di luminosità di alcuni colori particolari (Fig. 2.4). Prendiamo in considerazione un'immagine colorata formata da otto strisce verticali affiancate (*barre di colore*) che, da

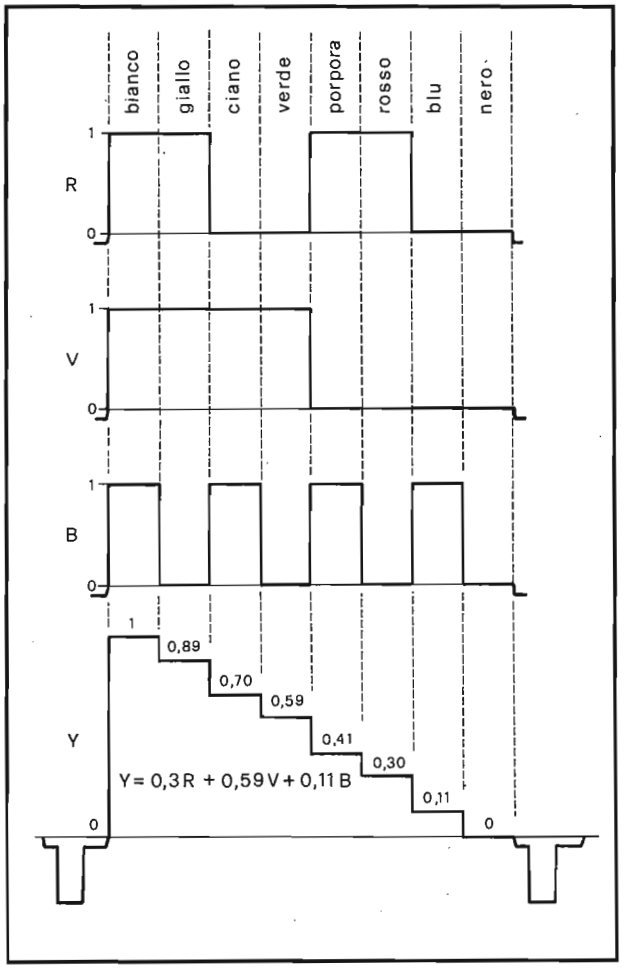


Fig. 2.4 - Livelli di luminosità per le otto barre colorate ottenuti combinando linearmente i segnali RVB corrispondenti, con pesi 0.3, 0.59 e 0.11 rispettivamente.

sinistra a destra, si presentano nella successione: bianco, giallo (rosso + verde), ciano (verde + blu), verde, porpora (rosso + blu), rosso, blu, nero. Questa serie è ottenuta prendendo i colori fondamentali, le tre coppie ad essi complementari, il bianco ed il nero.

Bianco	(R = 1	V = 1	B = 1)	Y = 0,30 + 0,59 + 0,11 = 1
Giallo	(R = 1	V = 1	B = 0)	Y = 0,30 + 0,59 = 0,89
Ciano	(R = 0	V = 1	B = 1)	Y = 0,59 + 0,11 = 0,70
Verde	(R = 0	V = 1	B = 0)	Y = 0,59
Porpora	(R = 1	V = 0	B = 1)	Y = 0,30 + 0,11 = 0,41
Rosso	(R = 1	V = 0	B = 0)	Y = 0,30
Blu	(R = 0	V = 0	B = 1)	Y = 0,11
Nero	(R = 0	V = 0	B = 0)	Y = 0

Allora, per calcolare il valore di Y di qualunque zona colorata, basta sommare tra loro i segnali elettrici relativi alle tre componenti primarie, RVB, dopo averli moltiplicati per i "pesi" 0,3, 0,59 e 0,11, rispettivamente.

2.5. - Il segnale di crominanza. I segnali differenza di colore.

Vediamo ora come viene realizzata la trasmissione della informazione cromatica che, ricordiamo, è costituita dalle due componenti che abbiamo indicato come saturazione e tinta. Per la loro trasmissione, occorrono due segnali elettrici tra loro indipendenti, in aggiunta a quello di luminosità.

Per i motivi pratici di cui si dirà tra poco, si è scelto di trasmettere le due informazioni R - Y e B - Y. In questo modo, infatti, giacchè Y contiene anche il segnale V, si può, al ricevitore, ricostruire V - Y. I tre segnali differenza di colore, una volta ricostruiti, possono essere inviati alle griglie controllo del cinescopio, mentre i tre catodi vengono pilotati assieme con il segnale - Y (Fig. 2.5). Con questa tecnica di pilotaggio, l'effettiva tensione applicata tra griglia controllo e catodo dei tre cannoni risulta:

$$R - Y - (-Y) = R$$
$$V - Y - (-Y) = V$$
$$B - Y - (-Y) = B$$

e quindi la corrente dei tre fascetti è, in prima approssimazione, proporzionale ai segnali di colore uscenti dalla telecamera.

Nel caso di trasmissione in bianco e nero (R = V = B) risultano:

$$R - Y = R - (0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B) = 0{,}7\,R - 0{,}59\,V - 0{,}11\,B = 0$$
$$V - Y = V - (0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B) = -0{,}3\,R + 0{,}41\,V - 0{,}11\,B = 0$$
$$B - Y = B - (0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B) = -0{,}3\,R - 0{,}59\,V + 0{,}89\,B = 0$$

Quindi i tre segnali differenza di colore si annullano e così i fascetti dei tre cannoni sono pilotati solamente dal segnale Y di luminosità: l'immagine ricostruita è in bianco e nero.

La tecnica di trasmettere i segnali differenza di colore, permette, perciò, di semplificare notevolmente il ricevitore, per la ricezione sia di immagini colorate che in bianco e nero.

Si è detto all'inizio del paragrafo che la disponibilità dei segnali Y, B-Y e R-Y permette di ricostruire il segnale V-Y; matematicamente ciò è ovvio giacchè il possedere tre relazioni linearmente indipendenti nelle variabili R, V, B

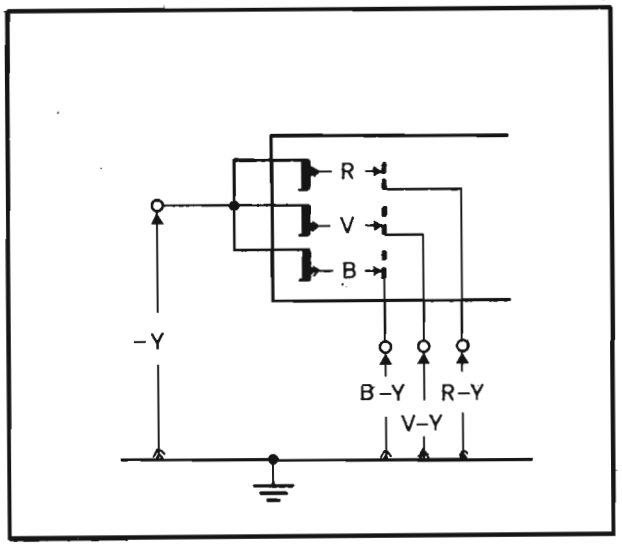


Fig. 2.5 - Pilotaggio del cinescopio tricromico con i segnali differenza di colore.

permette di ricavare le tre incognite, quindi V ovvero V - Y. Si tratta di risolvere un sistema lineare di tre equazioni in tre incognite. Si ricava immediatamente:

$$V - Y = -0{,}51\ (R - Y) - 0{,}19\ (B - Y)$$

Al ricevitore, pertanto, una volta disponibili i due segnali cromatici differenza R -Y e B - Y, basterà sommare algebricamente il 51% dell'opposto del primo con il 19% dell'opposto del secondo per ottenere il terzo segnale differenza V-Y.

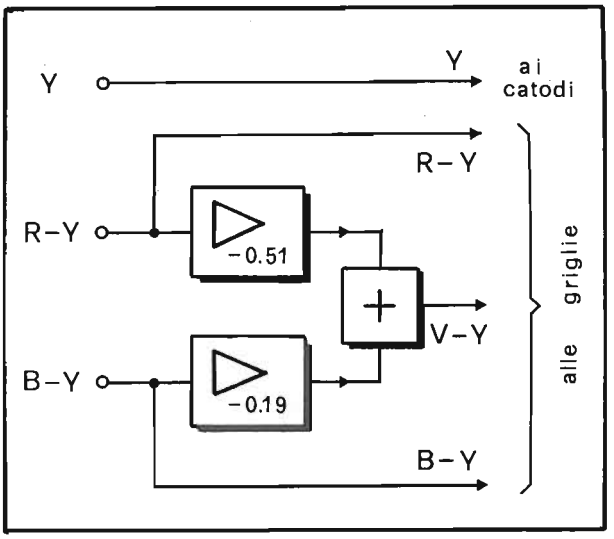


Fig. 2.6 - Stadio matrice per la formazione del segnale V-Y al ricevitore, partendo dai segnali R-Y e B-Y.

Queste ultime operazioni vengono effettuate al ricevitore entro uno stadio detto *matrice*, che opera secondo il principio illustrato dalla Fig. 2.6.

Sempre a titolo di esempio, calcoliamo l'ampiezza dei segnali differenza in corrispondenza delle otto barre colorate per le quali, al paragrafo 2.4, abbiamo già calcolato il valore della luminosità Y. Ricordando che:

R - Y = 0,7 R - 0,59 V - 0,11 B
V - Y = - 0,3 R + 0,41 V - 0,11 B
B - Y = - 0,3 R - 0,59 V + 0,89 B

troviamo:

Bianco	(R=1 V=1 B=1)	R - Y = 0	V - Y = 0	B - Y = 0
Giallo	(R=1 V=1 B=0)	R - Y = 0,11	V - Y = 0,11	B - Y = 0,89
Ciano	(R=0 V=1 B=1)	R - Y = 0,70	V - Y = 0,30	B - Y = 0,30
Verde	(R=0 V=1 B=0)	R - Y = 0,59	V - Y = 0,41	B - Y = 0,59
Magenta	(R=1 V=0 B=1)	R - Y = 0,59	V - Y = 0,41	B - Y = 0,59
Rosso	(R=1 V=0 B=0)	R - Y = 0,70	V - Y = 0,30	B - Y = 0,30
Blu	(R=0 V=0 B=1)	R - Y = 0,11	V - Y = 0,11	B - Y = 0,89
Nero	(R=0 V=0 B=0)	R - Y = 0	V - Y = 0	B - Y = 0

In Fig. 2.7 sono riportati, allineati, per un facile confronto, i segnali di luminosità e differenza di colore che sono stati appena calcolati. Come si nota, l'e-

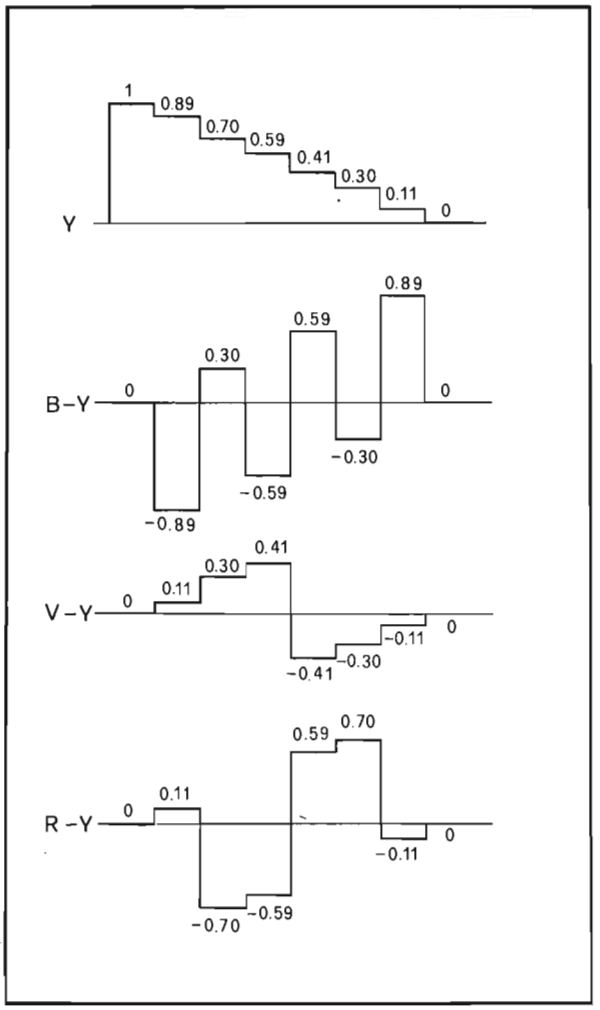


Fig. 2.7 - Ampiezza dei segnali di luminosità Y e differenza colore (B-Y, V-Y e R-Y) per l'immagine a barre verticali nel caso di saturazione del 100%.

scursione picco a picco massima dei segnali differenza di colore, per un massimo di luminosità posto uguale a 1, è 1,78 per B - Y, 1,14 per R - Y e 0,82 per V - Y. Di questi valori si dovrà tener conto al ricevitore per definire in modo preciso le prestazioni richieste agli stadi finali di colore.

2.6. - Gli assi cromatici R - Y e B - Y. Il vettore di colore

Si è visto nel primo capitolo che, sul piano a luminosità costante, tutti i colori sono contenuti entro un triangolo (di Maxwell) ai cui vertici trovano posto i tre primari C.I.E.

Ogni colore resta definito da una coppia di coordinate che possono rappresentare la saturazione e la tinta, le componenti x e y oppure le quantità di blu e di rosso che intervengono nella mescolazione additiva (la quantità di verde è univocamente determinata, essendo costante la luminosità Y)

Per comprendere il significato della scomposizione dell'informazione cromatica nei segnali differenza di colore (dovuta a esigenze di carattere elettrico) in termini colorimetrici, conviene rappresentare il luogo dei punti nei quali risultano costanti R - Y e B - Y, nel triangolo dei colori. Si può dimostrare che tali luoghi sono delle rette intersecantesi nel punto del bianco, ove, come visto nel paragrafo precedente, le componenti differenza di colore sono contemporaneamente nulle. Introducendo allora un sistema di coordinate sui due assi R - Y e B - Y con origine il bianco (Fig. 2.8 A), ogni colore contenuto nel triangolo RVB può essere rappresentato dalle componenti R - Y e B - Y.

Se poi, una volta orientato il triangolo RVB (Fig. 2.8 B), lo racchiudiamo entro una circonferenza di centro il punto del bianco, otteniamo il *cerchio cromatico*. In questa rappresentazione viene spontaneo associare ad ogni dato colore un vettore avente per estremità il bianco ed il colore stesso. Nella rappresenta-

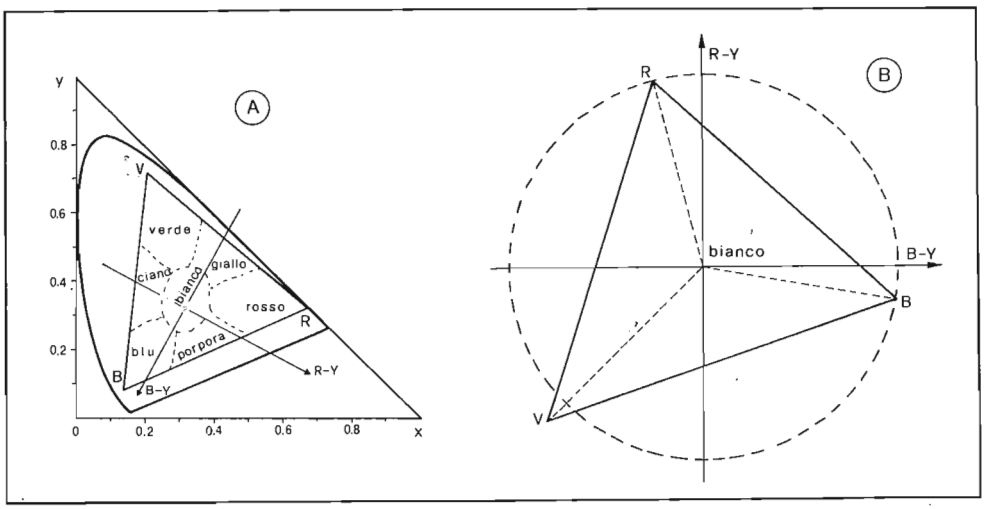
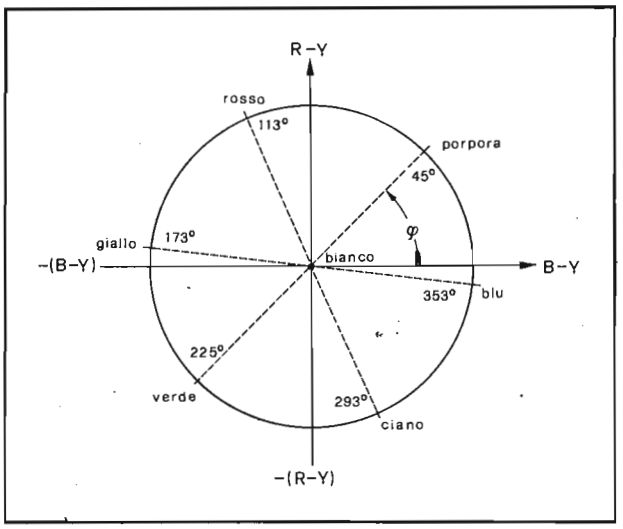


Fig. 2.8 - Posizione degli assi R-Y e B-Y (A) e orientazione del triangolo cromatico secondo gli assi R-Y e B-Y (B).

Fig. 2.9 - Cerchio cromatico riferito agli assi R-Y e B-Y e posizione dei colori primari e complementari.



zione polare corrispondente, la lunghezza del vettore indica la saturazione, mentre l'angolo compreso tra lo stesso vettore e l'asse B - Y (*angolo di fase*) definisce la tinta.

Riassumendo, in base a quanto visto, ogni colore può essere rappresentato elettricamente o con le sue componenti R - Y e B -Y, oppure con un angolo (compreso tra 0 e 360°) riferito all'asse B - Y e una intensità che indicano rispettivamente la tinta ed il grado di saturazione (Fig. 2.9). Il porpora, ad esempio, avendo componenti B - Y ed R - Y identiche, è rappresentato con un vettore che forma un angolo di 45° rispetto all'asse B - Y: la lunghezza di questo vettore indica il valore di saturazione.

CAPITOLO TERZO

La trasmissione televisiva a colori

3.1. - Introduzione

Nel capitolo precedente si è descritto il modo più pratico per tradurre le informazioni cromatiche in segnali elettrici, tenendo presente la necessità che tale "traduzione" risulti compatibile. Ciò ha portato a mantenere integro il segnale di luminosità Y, che è stato definito, quantitativamente, come miscela pesata dei segnali relativi ai tre colori primari, e ad usare i due segnali B - Y' e R - Y per completare l'informazione cromatica.

Il problema che ora si pone è quello di trasmettere, simultaneamente al segnale Y, i segnali differenza. I diversi standards finora sviluppati differiscono proprio nel modo di trasmettere questi ultimi. Una prima distinzione tra i diversi sistemi può essere fatta tenendo conto della *simultaneità* o *sequenzialità* della trasmissione delle due componenti differenza di colore. Al gruppo dei sistemi simultanei appartengono l'NTSC e il PAL, a quello dei sequenziali il SECAM. C'è da aggiungere che esistono anche sistemi parte simultanei e parte sequenziali: è il caso del russo NIR.

Nel presente capitolo verranno analizzati in dettaglio l'NTSC ed il suo derivato, il PAL, essendo quest'ultimo il sistema ufficialmente adottato per la trasmissione delle immagini televisive a colori in Italia; solo un cenno verrà dato al sistema SECAM, in vista di un possibile sviluppo degli apparecchi multistandard.

3.2. - La trasmissione del segnale di crominanza

I segnali relativi alle due informazioni cromatiche, che assieme costituiscono quello di crominanza, vengono, nei sistemi NTSC e PAL, trasmessi simultanea-

mente. La tecnica adottata consiste nel modulare in ampiezza con tali segnali due portanti, aventi la medesima frequenza ma sfasate fra di loro di 90°, e nella successiva soppressione delle portanti stesse. Le bande laterali che così si ottengono vengono sommate al segnale di luminanza e agli impulsi di sincronismo, per formare il segnale video composito.

Poichè la compatibilità richiede che la banda occupata dal segnale video sia sempre di 5 MHz, risulta indispensabile che il segnale di crominanza utilizzi una banda sovrapposta a quella occupata dal segnale di luminanza. In realtà, esiste la possibilità di evitare che le due informazioni si sovrappongano: facendo l'analisi armonica del segnale video, si trova che esso possiede uno spettro discontinuo, ovvero che non sono rappresentate tutte le frequenze comprese tra 0 e 5 MHz.

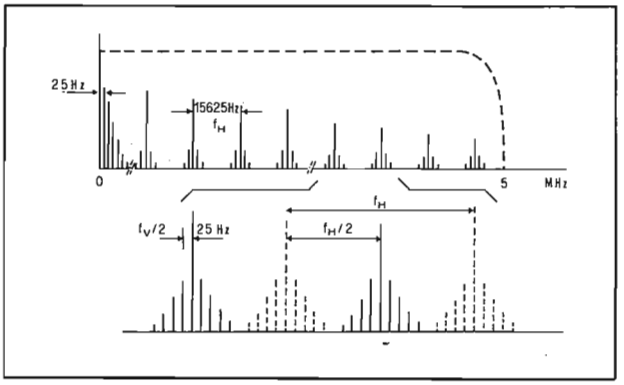


Fig. 3.1 - Spettro di frequenze del segnale di luminanza e intercalamento, con off-set di mezza riga, di quello del segnale di crominanza.

La ragione di quanto affermato sta nel fatto che, nel caso di immagini fisse, i quadri si ripetono tali e quali con una frequenza di 25 Hz; essa perciò risulterà essere la frequenza fondamentale alla quale si accompagneranno le diverse armoniche intervallate di 25 Hz (50 Hz, 75 Hz, ...). Un'altra frequenza di ripetizione molto importante è quella di riga. Per queto motivo, oltre alle componenti a frequenza di quadro, sono presenti le armoniche a frequenza di riga fino a 5 MHz. Si può dimostrare che lo spettro del segnale video è formato essenzialmente da pacchetti di frequenze distanziate di 25 Hz, disposte a cavallo delle armoniche della frequenza di riga (Fig. 3.1).

Quanto detto per le immagini fisse si dimostra valido, statisticamente, anche per le immagini in movimento. E' allora evidente che, con una scelta oculata della frequenza delle portanti, le quali differiscono tra loro solo per lo sfasamento di 90° e quindi hanno la stessa frequenza, si può fare in modo che

i prodotti della modulazione abbiano componenti spettrali che cadono negli spazi a disposizione tra le armoniche della frequenza di riga.

Il preciso intercalamento (*off-set di mezza riga*) della frequenza della portante di colore permette inoltre di minimizzare l'effetto dovuto alla presenza del segnale di crominanza sulle immagini riprodotte dai televisori in bianco e nero.

Il segnale di crominanza produce infatti una modulazione dell'intensità del fascetto elettronico che si manifesta su una riga come una successione di punti neri e bianchi equidistanti ed intercalati. Se, nella successiva esplorazione delle stesse righe, la modulazione determinata dal segnale di crominanza risulta opposta alla precedente, ne consegue una compensazione del disturbo, con soppressione quasi totale dell'interferenza. Perchè ciò accada, si richiede che il segnale di crominanza rovesci la sua fase dopo 625 righe, ovvero che la sua frequenza risulti un multiplo dispari di metà della frequenza di riga.

$$f_{crom} = (2n - 1)\, f_H/2$$

Per poter inserire l'informazione cromatica nella zona delle frequenze video più alte, tenendo conto anche della larghezza di banda occupata dall'informazione cromatica, è stato assunto per *n* il valore 284. Si trova così:

$$f_{crom} = 283{,}5 \quad 15.625 = 4.429.687{,}5 \text{ Hz}$$

cioè, in pratica, 4,43 MHz.

A conferma di quanto affermato, osserviamo la Fig. 3.2, nella quale per semplicità sono riportate solo 15 righe (7,5 per semiquadro); come si vede, il disturbo introdotto dalla portante cromatica si presenta come un susseguirsi di zone

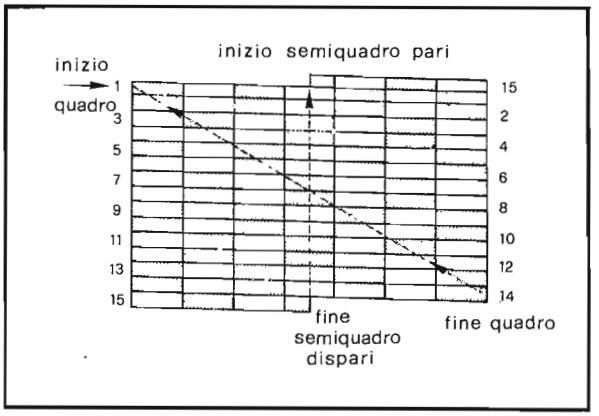


Fig. 3.2 - Aspetto del disturbo sullo schermo del televisore, dopo un quadro completo, nel caso di off-set di mezza riga.

chiare e scure formanti una scacchiera. Con l'off-set di mezza riga, le zone scure vengono coperte da quelle chiare e, viceversa, dopo ogni quadro completo: si richiedono così due quadri completi per raggiungere la totale compensazione. La frequenza di ripetizione del disturbo è allora di 12,5 Hz.

3.3. - Modulazione in quadratura con soppressione della portante

Come è noto dalla radiotecnica, modulare in ampiezza un segnale (portante) con uno di frequenza inferiore (modulante) significa far variare l'ampiezza del primo, secondo una legge espressa dall'ampiezza del secondo. Graficamente questa operazione viene rappresentata in Fig. 3.3.

Se viene fatta l'analisi spettrale del segnale modulato in ampiezza da una sinusoide, si trova che esso risulta la somma di tre sinusoidi: la portante stessa e due oscillazioni laterali disposte simmetricamente attorno alla portante. Queste oscillazioni laterali hanno frequenza maggiore ($f_p + f_m$) e minore ($f_p - f_m$) di quella della portante di una quantità pari a quella della modulante e ampiezza metà del segnale modulante.

Poiché ad ogni segnale sinusoidale di pulsazione ω_p è possibile associare un vettore ruotante con velocità angolare ω_p, il segnale modulato può essere rappresentato come somma di tre vettori ruotanti rispettivamente con velocità $\omega_p - \omega_m$, ω_p e $\omega_p + \omega_m$ ove ω_m è, ovviamente, la pulsazione del segnale modulante.

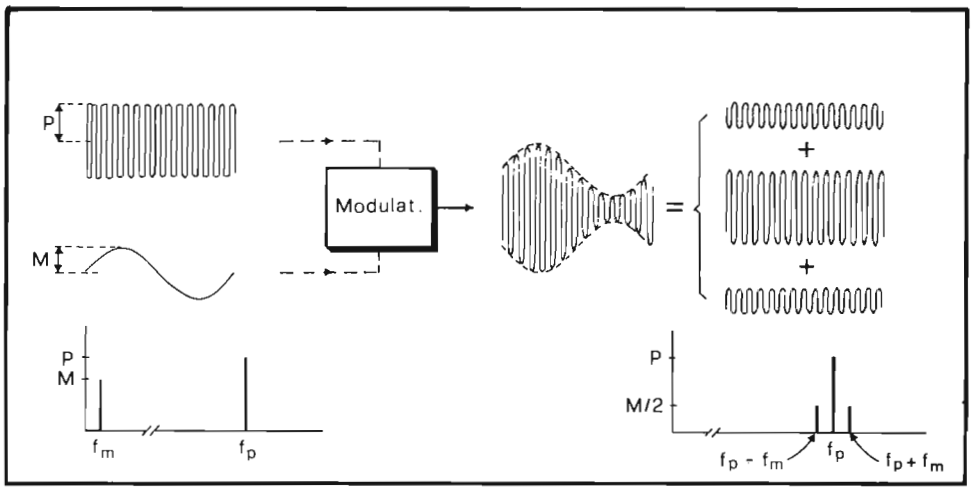


Fig. 3.3 - Processo di modulazione di ampiezza e sua rappresentazione in termini di diagramma spettrale.

Se poi immaginiamo di assumere un piano di riferimento ruotante con velocità angolare ω_p, il vettore rappresentativo della portante risulterà fermo mentre quelli delle oscillazioni laterali ruoteranno, rispettivamente, in verso orario e antiorario (Fig. 3.4).

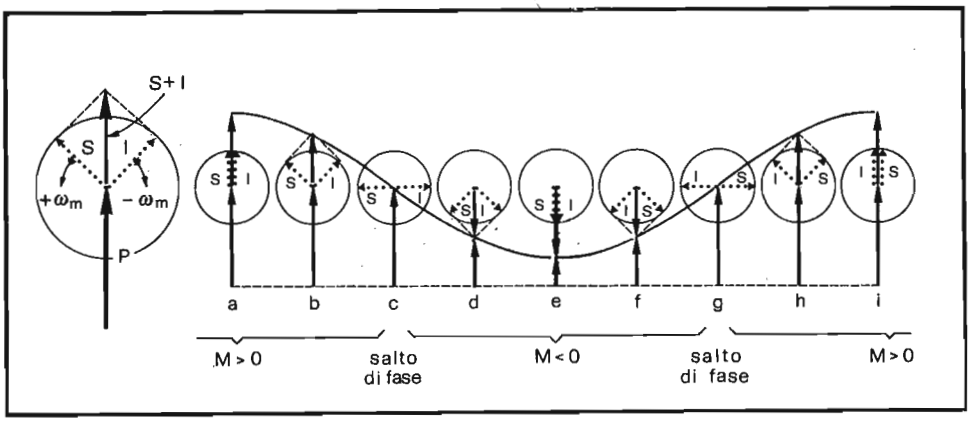


Fig. 3.4 - Posizione delle oscillazioni laterali rispetto alla portante in diversi istanti di tempo durante un intero periodo della modulante.

Facendo riferimento alla figura, osserviamo che nell'istante *a* le due oscillazioni, superiore *(S)* e inferiore *(I)*, sono coincidenti e allineate con il vettore rappresentativo della portante: l'onda risultante presenta la massima ampiezza. In *b* l'oscillazione *S* è ruotata in senso antiorario di una quantità pari alla rotazione in senso orario di *I*: la risultante di *S* e *I* ha lo stesso verso del vettore portante, ma ampiezza minore. In *c*, *S* ed *I* sono in opposizione di fase e formano angoli di ± 90° rispetto alla portante: la loro somma è nulla e quindi il segnale risultante possiede un'ampiezza pari a quella della portante. In *d* l'angolo formato da *S* ed *I* rispetto alla portante è maggiore di 90°: la loro somma contribuisce con segno negativo alla risultante, avendo verso opposto a quello della portante.

Nell'intervallo di tempo compreso tra gli istanti *c* e *g* la modulante è negativa e tale risulta pure la somma delle oscillazioni laterali *S* ed *I*; allo stesso modo, negli intervalli *a*-*c* e *g*-*i* la modulante è positiva e così pure la somma delle oscillazioni laterali. Esiste perciò una precisa relazione tra la fase dell'onda modulante e quella della somma delle due oscillazioni laterali, nel senso che, ogni qualvolta la modulante cambia di segno, si ha un salto di fase del segnale somma. Da questa rappresentazione si comprende come l'informazione sia contenuta solo nelle oscillazioni laterali e non nella portante. Risulta perciò

possibile realizzare la trasmissione delle informazioni sopprimendo la portante e utilizzando solo le oscillazioni laterali senza, con ciò, nulla sacrificare della modulante.

Nel caso specifico del segnale di crominanza questa tecnica risulta indispensabile per limitare, a parità di rapporto segnale - disturbo, l'ampiezza a valori tali da non sovramodulare eccessivamente la portante video.

La Fig. 3.5 rappresenta, nel caso in cui la modulante sia sinusoidale, in A la portante, in B e C le oscillazioni laterali, in D la loro somma (modulazione d'ampiezza con soppressione della portante), in E il segnale modulato in ampiezza ottenuto sommando i grafici A, B e C.

Come si vede dalla Fig. 3.6, se i segnali D ed E di Fig. 3.5 vengono sottoposti ad un processo di rivelazione, operato ad esempio da un diodo, si ha l'estrazione dell'inviluppo dei due segnali che, però, solo nel secondo caso (C) corri-

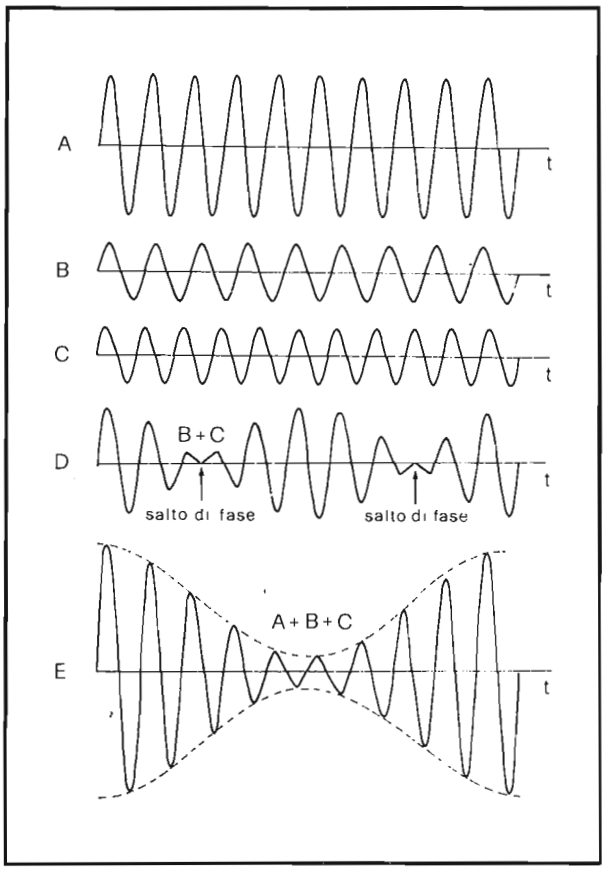
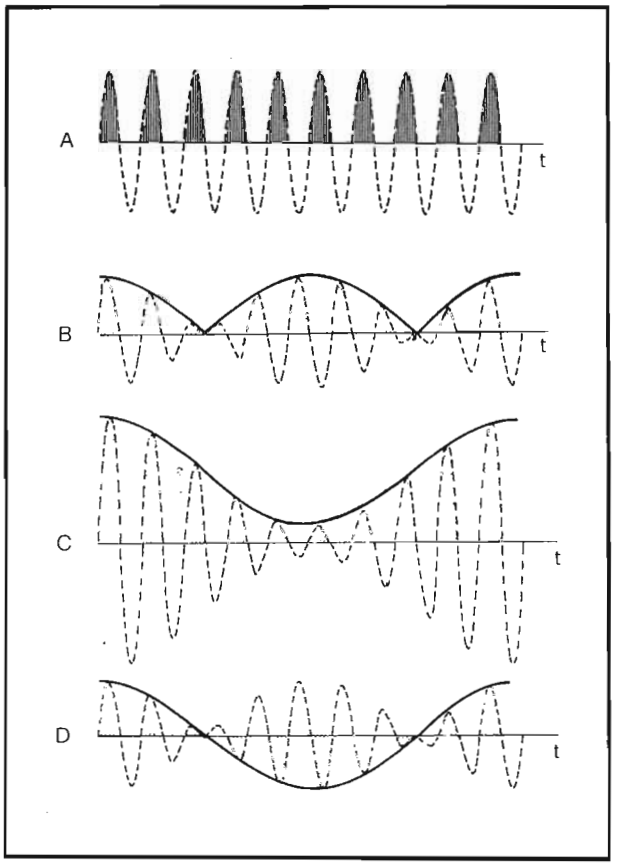


Fig. 3.5 - Portante (A) e oscillazioni laterali (B e C) di un segnale modulato in ampiezza da una sinusoide (E). Lo stesso segnale privato della portante si presenta come indicato in D.

Fig. 3.6 - Rivelazione di un segnale modulato in ampiezza nel caso di presenza (C) e soppressione della portante (B). In quest'ultimo caso l'estrazione della modulante è possibile con il processo di rivelazione sincrona (D).



sponde esattamente all'onda modulante. Nel primo caso (B) la rettificazione porterebbe alla formazione di un segnale diverso dall'originale che, tutt'al più, potrebbe essere interpretato come modulante rettificato in entrambe le semionde. Se però, sempre nel primo caso, il rilevatore venisse costretto a rettificare i semiperiodi positivi fino al primo salto di fase e quelli negativi, dal primo al secondo, si otterrebbero esattamente la modulante come nel caso precedente. Questo modo di operare è possibile se il diodo rivelatore viene, ad esempio, pilotato dalla portante, cioè se tale diodo "campiona" il segnale (B) ad ogni alternanza positiva (o negativa) della portante. Tale funzionamento sincronizzato è attuato, al rivelatore, entro i cosiddetti *rivelatori sincroni* che operano nel modo indicato in Fig. 3.6 D. Al trasmettitore il circuito nel quale avviene la modulazione di ampiezza con soppressione della portante è detto *modulatore bilanciato*.

Due sono i modulatori bilanciati usati per la formazione del segnale di crominanza: a ciascuno perviene il segnale della sottoportante cromatica a 4,43 MHz con fase 0° e 90°, assieme ai segnali cromatici che, nel sistema PAL, sono R-Y e B-Y. Nel sistema NTSC, per le ragioni che verranno esposte nel seguito, tali segnali sono diversi e vengono indicati con le lettere I e Q.

Le oscillazioni laterali in uscita dai due modulatori bilanciati vengono sommate tra di loro e quindi aggiunte al segnale video in bianco e nero secondo lo schema riportato in Fig. 3.7.

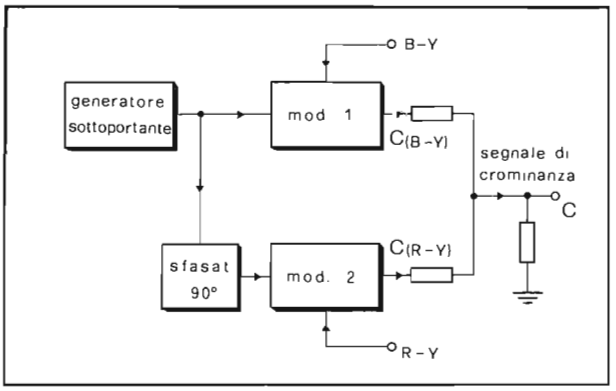


Fig. 3.7 - Formazione del segnale di crominanza C con la tecnica della modulazione in quadratura (QAM).

Questa tecnica di modulazione è detta in quadratura e viene indicata con la sigla QAM *(quadrature amplitude modulation)*.

Vediamo ora come possa essere rappresentata vettorialmente l'operazione di modulazione in quadratura descritta. In Fig. 3.8 le due sottoportanti a 4,43 MHz non modulate (A) sono rappresentate con due vettori disposti a 90°. Effettuando la modulazione di ampiezza con i segnali differenza di colore R-Y e B-Y, il diagramma si modifica come indicato in B; in tale figura vediamo che alle due sottoportanti si aggiungono le oscillazioni laterali i cui vettori rappresentativi sono disposti sempre simmetricamente rispetto a quelli relativi alle sottoportanti. Il segnale risultante, indicato dalla diagonale del rettangolo, giace sempre nel primo quadrante e inoltre risulta modulato in ampiezza e in fase.

La soppressione delle sottoportanti, realizzata nei modulatori bilanciati, modifica la situazione, che è ora rappresentata vettorialmente in C. Questo diagramma è ottenuto da B eliminando i vettori relativi alle sottoportanti. Il segnale di crominanza ha ampiezza e fase determinati dalle componenti R-Y e B-Y e, quindi, dalla saturazione e dalla tinta della zona esplorata. Quanto visto

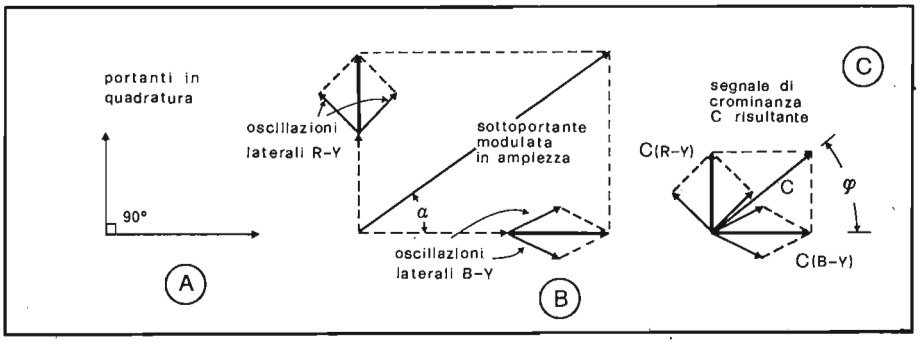


Fig. 3.8 - Rappresentazione vettoriale della modulazione in quadratura (QAM) per la formazione del segnale di crominanza. Le portanti sfasate di 90° (A) sono modulate in ampiezza con i segnali differenza di colore (B) e quindi soppresse (C).

ci permette di concludere che il segnale elettrico di crominanza così ottenuto, o meglio, il suo vettore rappresentativo nel piano ruotante con una frequenza di 4,43 MHz, si trova in corrispondenza biunivoca con il vettore rappresentativo del colore nel circolo cromatico.

E' proprio nella suddetta corrispondenza che si trova il difetto principale del sistema NTSC: una variazione di fase dovuta alle cause più disparate, ma che possono anche derivare da una distorsione di ampiezza di una delle due componenti R-Y o B-Y (Fig. 3.9), determina un errore di fase e quindi di tinta che quasi mai è tollerabile; si pensi ad esempio alle conseguenze di un errore di tinta sulla riproduzione del colore della pelle. E' proprio per evitare questo errore che sono stati sviluppati i sistemi PAL e SECAM.

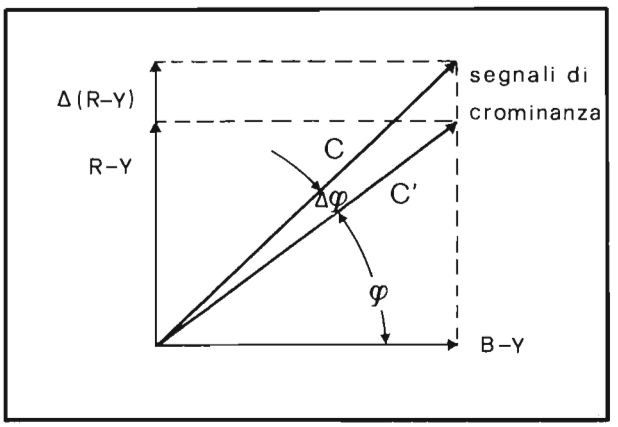


Fig. 3.9 - Effetto di una variazione della componente R-Y sulla fase del segnale di crominanza e quindi sulla tinta riprodotta.

3.4. - Riduzione dei segnali R-Y e B-Y

Per rappresentare in modo completo il segnale video relativo alle otto barre di colore, per le quali abbiamo già calcolato il valore dei segnali di luminosità e differenza di colore, dobbiamo ricavare l'ampiezza del segnale di crominanza C. Per far ciò riferiamoci alla rappresentazione vettoriale di Fig. 3.8.

La diagonale di un rettangolo è calcolabile applicando il teorema di Pitagora; risulterà perciò:

$$C = \sqrt{(R - Y)^2 + (B - Y)^2}$$

e quindi, per ciascuna barra colorata:

giallo	(R - Y = 0,11	B - Y = - 0,89)	C = 0,89
ciano	(R - Y = - 0,7	B - Y = 0,3)	C = 0,76
verde	(R - Y = - 0,59	B - Y = - 0,59)	C = 0,83
magenta	(R - Y = 0,59	B - Y = 0,59)	C = 0,83
rosso	(R - Y = 0,7	B - Y = - 0,3)	C = 0,76
blu	(R - Y = - 0,11	B - Y = 0,89)	C = 0,89

I valori calcolati, sommati e sottratti a quelli della luminosità calcolata in precedenza, forniscono l'escursione totale del segnale video per le otto barre colorate (Fig. 3.10). Come si vede, una simile operazione darebbe luogo ad una escursione del segnale composito largamente superiore ai limiti imposti dalla compatibilità (si era detta tollerabile una escursione massima sopra e sotto i livelli del bianco e del nero del 30% circa).

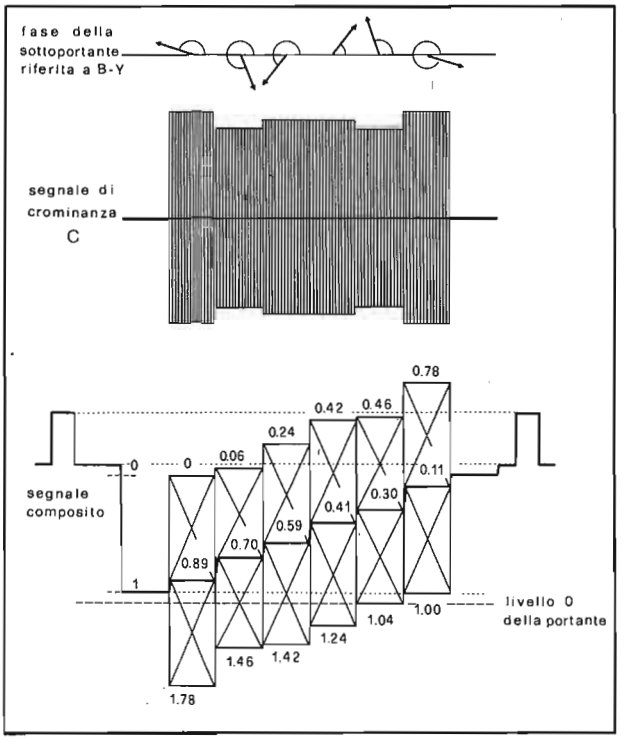
Per raggiungere questa condizione non rimane altro che ridurre i segnali differenza di colore prima di mandarli ai modulatori bilanciati.

Imponendo che le escursioni massime del segnale composito siano, in corrispondenza del giallo saturo, di 1,33 e del blu di 0,33, si possono scrivere due relazioni indipendenti che, risolte, forniscono i fattori di riduzione per le due componenti R-Y e B-Y; a conti fatti si trova, rispettivamente, 1,14 e 2,03.

Se poniamo $U = \dfrac{B-Y}{2,03}$ e $V = \dfrac{R-Y}{1,14}$ risulterà:

$C' = \sqrt{U^2 + V^2}$ il segnale di crominanza effettivamente trasmesso. Di questa riduzione delle componenti cromatiche si deve tener conto al ricevitore per ricostruire i segnali B-Y e R-Y, a partire da U e V. Il nuovo segnale video risulta ora, finalmente, compatibile. Il suo aspetto, nel caso delle otto barre colorate, risulta riportato in Fig. 3.11.

Fig. 3.10 - Segnale video composito in assenza di compressione delle componenti cromatiche. Come si vede vengono superati abbondantemente i livelli del bianco e dei sincronismi.



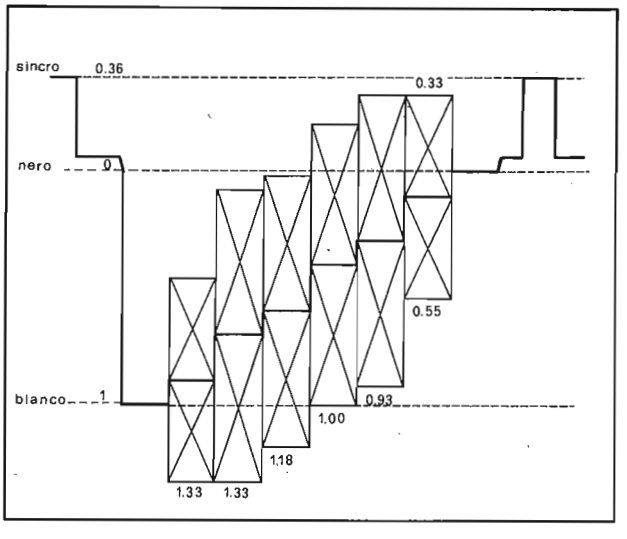


Fig. 3.11 - Segnale video composito relativo ad una riga nel caso di riduzione delle componenti cromatiche (saturazione 100%): in questo caso la sovramodulazione è del 33%.

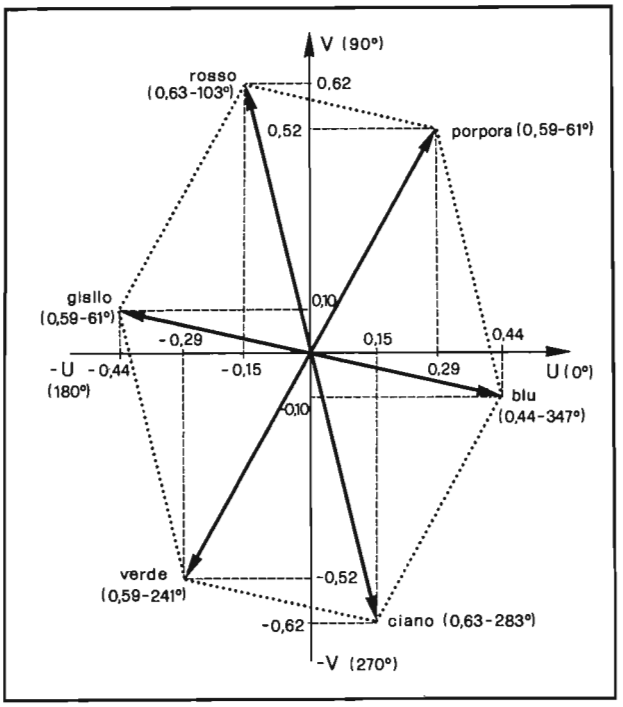


Fig. 3.12 - Vettori di crominanza, per i tre colori primari ed i rispettivi complementari, nel riferimento U, V.

La sovramodulazione che si nota nella figura è più teorica che reale: in pratica, infatti, è estremamente improbabile riprendere e quindi trasmettere segnali molto saturi nella zona del giallo e del blu. Ciò può accadere nel caso di trasmissione di monoscopi o barre di colore, ma quasi mai nel caso vengano trasmessi programmi. Questo è il motivo per cui il ronzio che si accompagna all'audio di un ricevitore durante la trasmissione del monoscopio viene a cessare quasi del tutto durante la trasmissione dei programmi.

In Fig. 3.12 viene riportato, nel sistema di riferimento dei segnali diferenza di colore ridotti (U e V), il vettore rappresentativo del segnale di crominanza in corrispondenza dei colori primari e complementari delle otto barre colorate.

3.5. - I segnali I e Q

Si è visto nel primo capitolo che l'acuità visiva dell'occhio umano è molto minore per le immagini colorate che per quelle in bianco e nero. Ciò si traduce, in pratica, nella possibilità di limitare la trasmissione dell'informazione cromatica ai particolari di dimensioni superiori ad un certo minimo prestabilito.

E' noto che la frequenza del segnale video di un'immagine è tanto più alta quanto più essa risulta dettagliata: di conseguenza si potrà limitare il massimo della frequenza del segnale cromatico a valori notevolmente inferiori ai 5 MHz, che rappresentano la più alta frequenza trasmessa per il segnale di luminosità.

Prima di indicare il valore della massima frequenza del segnale di crominanza, è opportuno sottolineare un fatto piuttosto importante: l'occhio presenta la minima sensibilità alle differenze di tinta per i colori della regione blu - giallo e la massima per quelli della regione arancio - ciano. Da ciò si deduce che la larghezza di banda necessaria per trasmettere questi colori è più ristretta nel

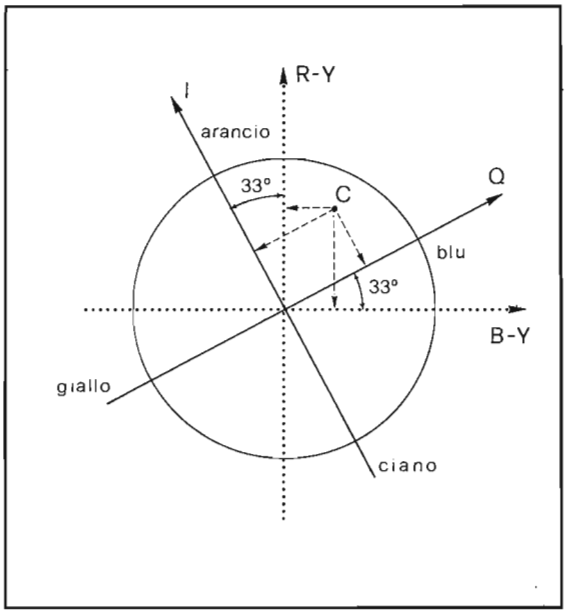


Fig. 3.13 - Posizione degli assi Q (minima definizione) e I (massima definizione) rispetto al riferimento R-Y, B-Y.

primo caso che nel secondo. Sono stati calcolati i valori di tali bande che risultavano rispettivamente di 0,5 MHz e 1,5 MHz. I vettori rappresentativi delle tinte di minima e massima sensibilità, sul cerchio cromatico, non coincidono con gli assi B-Y ed R-Y, ma formano con questi un angolo di 33° (Fig. 3.13). Essi sono indicati con le lettere Q ed I rispettivamente. Nel sistema NTSC sono le componenti Q ed I che vanno a modulare in ampiezza e fase la sottoportante cromatica, formando così il segnale di crominanza.

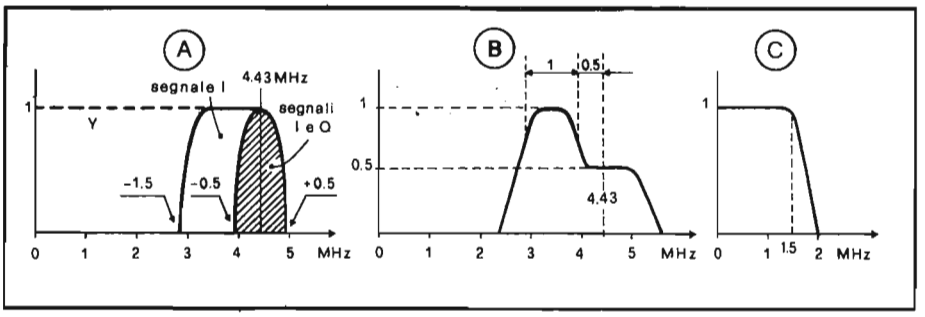


Fig. 3.14 - Larghezza di banda dei segnali I e Q (A) e curva di risposta del canale di crominanza (B) per ugualizzare la resa (C).

La scelta suddetta, per gli assi cromatici, introduce delle ulteriori complicazioni al ricevitore, giacchè ivi risulta indispensabile operare delle trasformazioni aggiuntive per riottenere i segnali elettrici B-Y ed R-Y. La Fig. 3.14 A indica lo spettro delle frequenze trasmesse per i segnali di colore I e Q. Il primo, a gamma più ampia, presenta una banda laterale parzialmente soppressa, mentre il secondo possiede, per intere, entrambe le bande laterali.

Per la perfetta ricostruzione al ricevitore del segnale di crominanza relativo ai dettagli dell'immagine, si richiede che l'amplificatore di crominanza presenti una curva di risposta tale da compensare la banda laterale parzialmente soppressa (Fig. 3.14 B). Questa "egualizzazione" non è molto agevole e, anzi, può introdurre degli errori di fase che, come è noto, si traducono poi in variazioni di tinta. Per evitare ciò, i costruttori di apparecchi a colori, operanti con standard NTSC, si sono orientati verso la soluzione *equibanda* che prevede segnali I e Q della stessa larghezza di banda di 0,5 MHz. Ciò porta ad una perdita di definizione cromatica nella regione arancio - ciano, che, tuttavia, è meno sentita dell'errore cromatico di cui si è detto sopra.

La soluzione equibanda ha, come altra conseguenza, quella di vanificare i motivi che hanno portato a preferire gli assi cromatici I e Q, risultando ora perfettamente analoga una qualunque altra scelta. In particolare tale scelta può essere fatta per la coppia U e V: in questa direzione si è orientato il sistema PAL consentendo, con ciò, alcune semplificazioni, sia al trasmettitore che al ricevitore.

3.6. - Il sincronismo di colore (burst)

Quando al ricevitore si vogliono estrarre i segnali U e V da quello di crominanza, si devono usare particolari circuiti chiamati demodulatori sincroni. Il motivo di ciò risiede nel fatto che, in sede di trasmissione, entro i modulatori

bilanciati vengono soppresse le sottoportanti sfasate tra loro di 90° e, quindi, come si è detto, non è più possibile ricorrere ad una semplice operazione di rivelazione. I demodulatori sincroni, di cui si parlerà nel capitolo ottavo, per funzionare richiedono la presenza della sottoportante con frequenza e fase originali. Per questo motivo al ricevitore è presente un oscillatore a 4,43 MHz, che utilizza un quarzo per la stabilizzazione della frequenza di funzionamento, ma che deve essere controllato perfettamente in fase per evitare errori alla demodulazione. Il controllo della frequenza e della fase dell'oscillatore a 4,43 MHz viene effettuato, in modo analogo a quello dell'oscillatore di riga, per confronto con gli impulsi di sincronismo che ora si chiameranno cromatici. Questi segnali di sincronismo per il generatore della sottoportante cromatica sono formati da 8 - 11 cicli alla frequenza di 4,43 MHz *(burst)* e trovano posto sul piedestallo dell'impulso di sincronismo di riga, immediatamente dopo di esso, come indicato in Fig. 3.15.

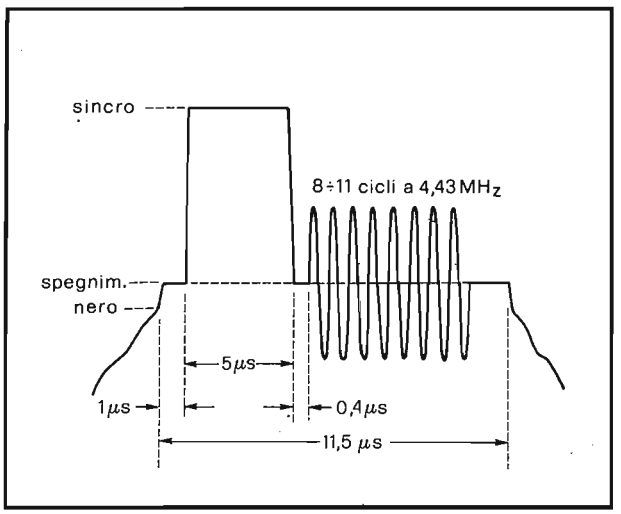


Fig. 3.15 - Il sincronismo di colore (burst), formato da 8-11 cicli della sottoportante a 4,43 MHz, trova posto sul piedestallo posteriore dell'impulso di sincronismo di riga.

Il burst può essere assente durante gli impulsi di sincronismo di quadro, senza che ciò pregiudichi la sincronizzazione dell'scillatore che rigenera la sottoportante, poichè il circuito di controllo è molto rapido e già dopo il primo burst è in grado di effettuare la sincronizzazione.

La fase del burst, rispetto alla coppia d'assi R-Y e B-Y, è scelta in modo da risultare pari a 180° rispetto all'asse B-Y e quindi coincidente con il semiasse -(B-Y).

3.7. - Il sistema PAL$_{DL}$

Una delle limitazioni maggiori del sistema NTSC, adattato allo standard a 625 linee, descritto nei paragrafi precedenti, risiede nel fatto che ogni errore di fase tra i segnali R-Y, B-Y (o I e Q) ed il burst di riferimento si traduce in una variazione di tinta che, il più delle volte, risulta inaccettabile. Se l'errore di fase è fisso, allora basta introdurre uno sfasamento correttivo opportuno che ruoti il cerchio cromatico fino a riportarlo nella giusta posizione rispetto agli assi cromatici; a tal fine i ricevitori operanti con il sistema NTSC sono provvisti di un controllo manuale di tinta *(hue - control)* che effettua l'operazione descritta. Se invece l'errore dipende dall'ampiezza del segnale composito (potrebbe essere imputabile ad una non linearità in ampiezza di uno o più stadi amplificatori), allora si parla di *errore di fase differenziale*, che non può venir corretto da alcun controllo al ricevitore.

I due sistemi PAL e SECAM, ideati da tecnici europei, sono stati sviluppati con lo scopo di evitare l'errore di fase che costituisce il difetto maggiore dell'NTSC.

Il sistema PAL *(Phase Alternation Line)* introduce una correzione automatica dell'errore di fase facendo la media degli errori di cui sono affette due righe successive. Questo artificio è possibile poichè il segnale video di due righe

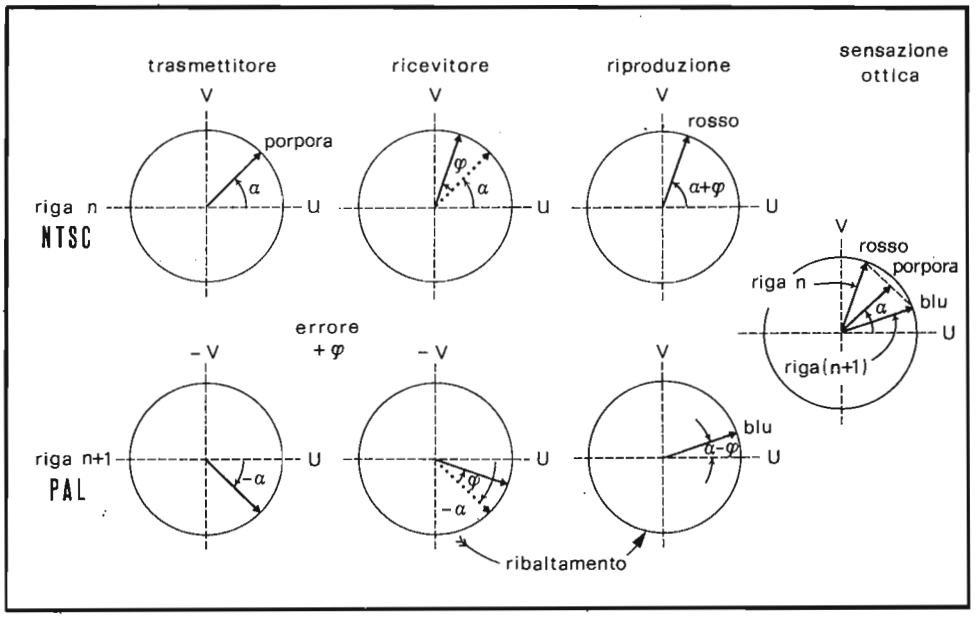


Fig. 3.16 - Compensazione dell'errore di fase con il sistema PAL semplice.

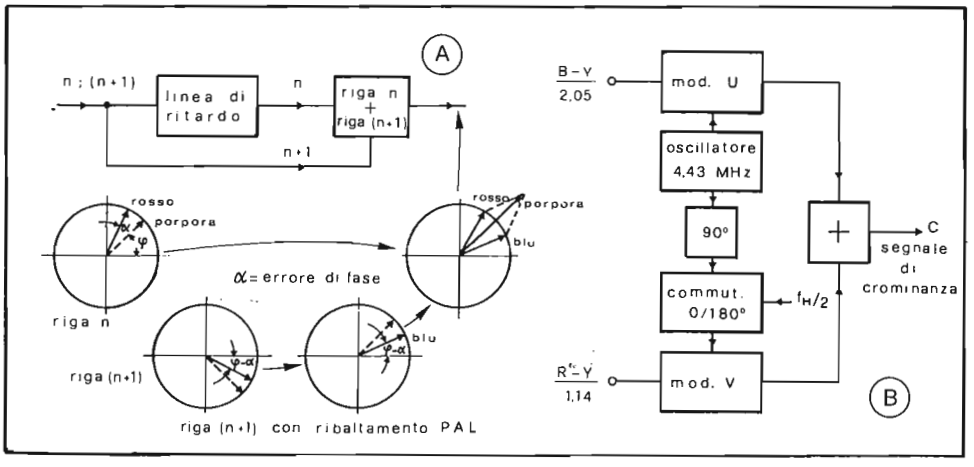


Fig. 3.17 - Integrazione elettrica dell'errore di fase con l'impiego della linea di ritardo nel sistema PAL_{DL} (A) e schema a blocchi del codificatore PAL (B).

consecutive cambia di poco e perchè il segnale R-Y, ridotto, viene trasmesso con fase alternata ad ogni riga (Fig. 3.16).

La compensazione degli errori può essere fatta in due modi diversi: otticamente, o per via elettrica.

Nel primo caso l'occhio integra le due informazioni cromatiche "errate" ottenendo una sensazione intermedia che corrisponde perfettamente alla tinta originale, salvo un piccolo errore, per altro accettabile, della saturazione. Questo metodo detto *PAL semplice* ha riscontrato un limitato successo poichè l'occhio integra bene solo modesti errori di fase. Per errori superiori a $\pm$ 25° si ha ancora la compensazione cromatica ma ad essa si accompagnano delle strisce che si muovono in senso verticale *(effetto pesiana)* note come *barre di Hannover.*

Un metodo migliore di integrazione è quello elettrico: il segnale di crominanza di una riga viene ritardato di 64 μs e sommato elettricamente con quello della riga successiva (Fig. 3.17). Il ritardo viene ottenuto facendo passare il segnale di crominanza entro una linea ad ultrasuoni, dopo essere stato convertito, per mezzo di un trasduttore piezoceramico, in un segnale acustico.

Questa tecnica è indicata con la sigla PAL_{DL} (delay - line). L'integrazione elettrica porta a pilotare il cinescopio con il segnale già compesato e quindi evita l'inconveniente dell'effetto persiana. La presenza o meno della linea di ritardo, quindi, riguarda solo il ricevitore e, pertanto, il sistema di trasmissione PAL è lo stesso in entrambi i casi.

Il ribaltamento del cerchio cromatico rispetto all'asse B-Y, ad ogni riga,

viene effettuato in trasmissione invertendo la fase della sottoportante modulata dal segnale R-Y ridotto. A ciò provvede un commutatore elettronico che oscilla a metà frequenza di riga. In Fig. 3.17 è riportato lo schema del codificatore PAL. Il segnale B-Y ridotto giunge al modulatore bilanciato U assieme alla sottoportante generata dall'oscillatore a 4,43 MHz pilotato da un quarzo. Al modulatore bilanciato V giunge invece il segnale R-Y, ridotto, assieme alla sottoportante cromatica a 4,43 MHz che, sfasata di 90° rispetto a quella inviata al modulatore U, subisce un ulteriore sfasamento di 180° una riga sì e una no, determinando così il ribaltamento dell'asse V.

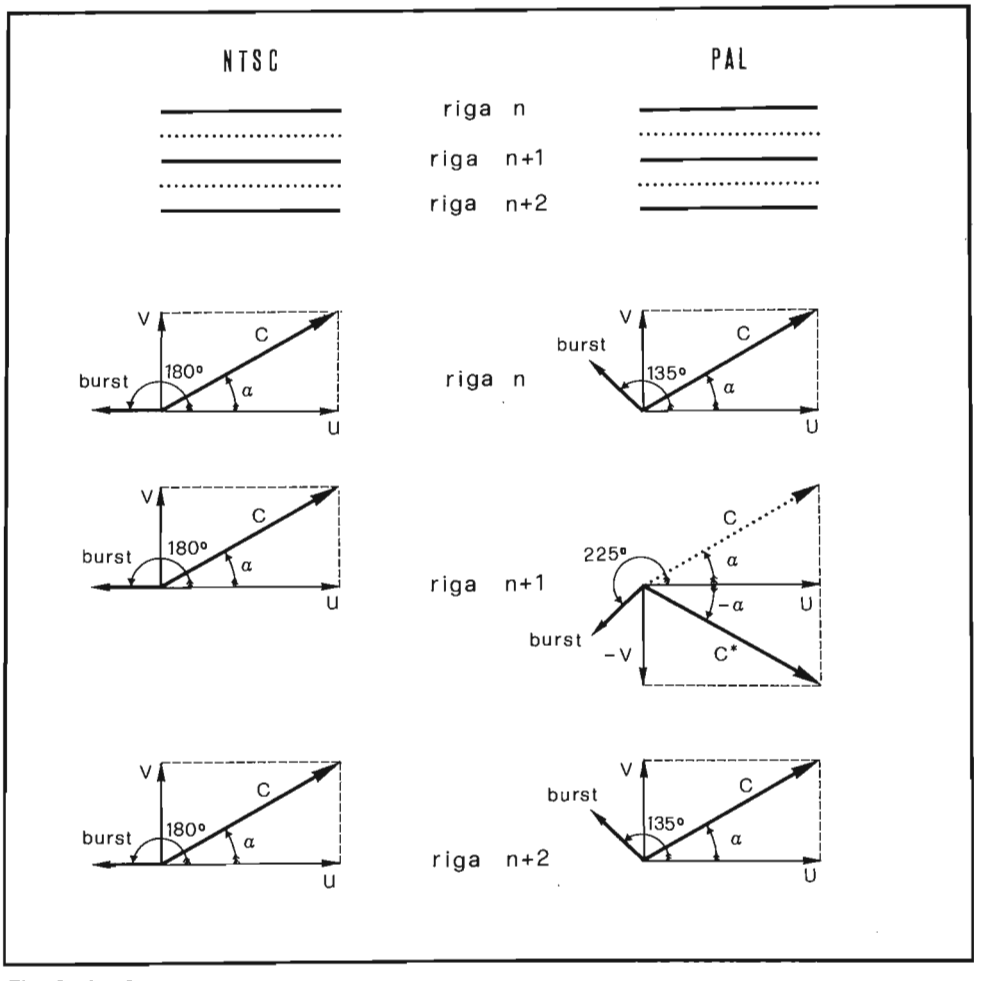


Fig. 3.18 - Sequenza dei segnali di crominanza trasmessi nei sistemi NTSC e PAL.

Le uscite dei due modulatori bilanciati vengono quindi sommate formando in tal modo il segnale di crominanza. La sequenza dei segnali trasmessi nei due sistemi NTSC e PAL sarà perciò:

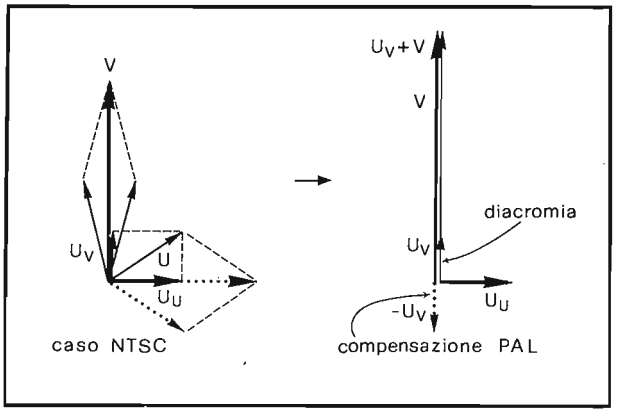
riga	NTSC	PAL	
n	U + V	U + V	riga NTSC
n + 1	U + V	U − V	riga PAL
n + 2	U + V	U + V	riga NTSC
.....	.....	.....	.....

Per permettere al ricevitore di riconoscere il segno corretto della componente V, è indispensabile trasmettere un'ulteriore informazione detta *segnale di identificazione*. Questo segnale è incorporato nel burst: nel sistema PAL, infatti, la fase del burst non è fissa a 180° rispetto all'asse U, come nell'NTSC, ma cambia di riga in riga passando da 135° a 225° (Fig. 3.18), mantenendo però ancora posizioni simmetriche rispetto all'asse U. Quest'ultima precisazione è importante perchè i due vettori rappresentativi del burst alternato, se scomposti secondo le direzioni U e V, forniscono un vettore fisso, in direzione -U, e uno alternante, in direzione ±V. Il primo utilizzato, come già nel sistema NTSC, per la sincronizzazione al ricevitore del generatore a 4,43 MHz; il secondo per produrre il segnale di identificazione che andrà direttamente a pilotare il commutatore elettronico presente anche nel decodificatore PAL (Fig. 3.20).

Prima di concludere questo paragrafo, nel quale sono state descritte in modo riassuntivo le caratteristiche principali del sistema PAL, è opportuno fare ancora alcune precisazioni. I segnali U e ±V, che vengono mandati ai modulatori sincroni, hanno entrambi una frequenza limite superiore a 1,5 MHz. Ciò porta a trasmettere, per esigenze di compatibilità, entrambi i segnali con banda laterale superiore parzialmente soppressa. Questa soluzione non può essere adottata nel sistema NTSC. Infatti la mancanza di una oscillazione laterale significa, nella rappresentazione vettoriale di Fig. 3.19, che le componenti U e V non si trovano più a 90° tra loro: quindi, nella fase di demodulazione, esse non potranno più venire nettamente separate tra di loro. Facendo riferimento sempre alla stessa figura, si vede come la demodulazione sincrona lungo la direzione V porti alla formazione di due segnali sovrapposti, che sono il segnale V, corretto, e la componente derivata dalla proiezione del segnale U, nella direzione del primo. Questa interferenza di un segnale cromatico sull'altro *(diacromia)* porta ad errori inaccettabili nella riproduzione delle aree colorate, nel caso di trasmissioni NTSC.

La tecnica di trasmissione equibanda risulta invece possibile nel PAL in quanto, con la commutazione dell'asse V e quindi con l'inversione del senso di rotazione del cerchio cromatico, si ha lo scambio, ogni riga, delle bande latera-

Fig. 3.19 - Interferenza di un canale cromatico sull'altro. (diacromia), nel sistema NTSC, nel caso di presenza simultanea dei due segnali di cui uno privo di una banda laterale.



li. L'effettuazione della media delle informazioni cromatiche di due righe successive, nel tempo, fa funzionare il ricevitore come se ad esso pervenissero due bande laterali complete ma con livelli di energia lievemente ridotti. Questa proprietà del sistema PAL rende molto meno critica la taratura della sezione amplificatrice di FI video e della sezione di crominanza del ricevitore, a tutto vantaggio della produzione e della manutenzione. Nel paragrafo 3.2 si è calcolata la frequenza della sottoportante cromatica con lo scopo di permettere l'integrazione ottica, ogni quadro completo, del disturbo procurato dalla presenza del segnale cromatico nei ricevitori in bianco e nero.

Il risultato ottenuto valeva per il sistema NTSC; nel PAL, invece, a causa dell'inversione di fase della portante cromatica (per la componente R-Y) ad ogni riga, interviene un altro disturbo, diverso da quello del sistema NTSC, che dipende anche dalla tinta dell'immagine trasmessa. Per i segnali cromatici U, l'off - set di mezza riga permette la compensazione, esattamente come nel sistema NTSC. Al contrario, per il segnale V, a causa dell'inversione PAL che annulla l'effetto dell'off-set di mezza riga, tale scostamento porterebbe alla formazione di linee verticali chiaramente visibili. Una soluzione accettabile del problema consiste nell'adottare un off-set di un quarto di riga e incrementare la frequenza della sottoportante di metà della frequenza di quadro, secondo la relazione:

$$f_{crom} = (n - 1/4)\, f_H + f_V /2$$

$$= 4.433.618{,}75 \text{ Hz}$$

con $n = 284$.

Con questa scelta per la frequenza della sottoportante cromatica si ha la compensazione del disturbo ogni 4 immagini complete. Infatti, il detto incre-

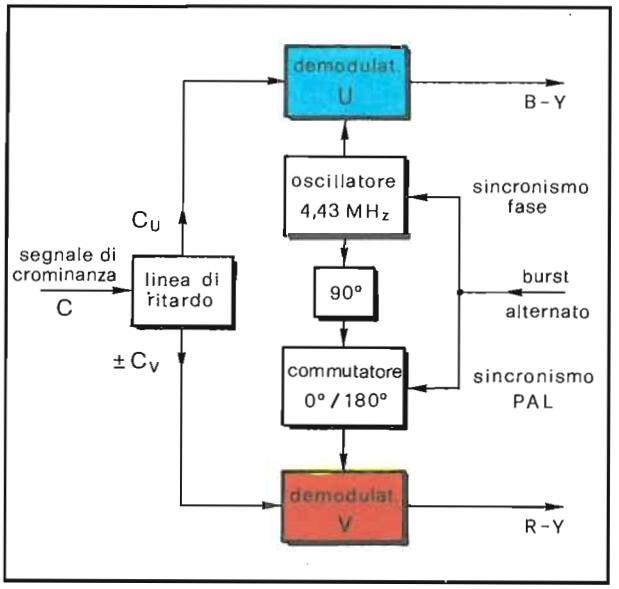


Fig. 3.20 - Schema a blocchi del decodificatore PAL_{DL} usato al ricevitore per l'estrazione delle componenti cromatiche R-Y e B-Y.

mento di 25 Hz comporta un aumento di 25 oscillazioni al secondo della portante cromatica, ossia di mezza oscillazione ogni semiquadro. Si determina così uno spostamento di fase di 180° tra due semiquadri successivi, ovvero di 90° tra due quadri completi e quindi la totale compensazione dopo quattro quadri completi.

La distribuzione dei pacchetti di frequenza dello spettro del segnale di crominanza è comunque sempre interna a quella del segnale di luminosità ma scentrata di $f_H/4$ *(off - set di 1/4 di riga).*

Naturalmente, quanto detto nei paragrafi precedenti non viene minimamente modificato nella sostanza, pur di sostituire al valore 4,43 MHz, quello esatto, ora calcolato, di 4,43361875 MHz. Il modo di utilizzare i segnali di sincronizzazione e di identificazione al ricevitore è indicato in Fig. 3.20. Il segnale di crominanza viene scisso nelle sue due componenti per mezzo della linea di ritardo e queste sono successivamente inviate a due demodulatori sincroni che vengono pilotati dai segnali prodotti dall'oscillatore a 4,43 MHz.

Per la demodulazione del segnale B-Y viene usata un'oscillazione sfasata di 180° rispetto alla fase media del burst. Per la rivelazione del segnale R-Y viene usata la stessa oscillazione, ulteriormente sfasata di 270° e 90°, così da farla coincidere con l'asse R-Y e -(R-Y) rispettivamente. Il commutatore viene pilotato dall'impulso di fly - back di riga e sincronizzato dal segnale di identificazione.

3.8. - Il sistema SECAM (sequentiel a memorie)

Il SECAM è un sistema sequenziale nel quale le componenti R-Y e B-Y della informazione cromatica non vengono trasmesse simultaneamente ma una di seguito all'altra (di qui l'appellativo sequenziale). Poichè però il segnale di crominanza, per essere ricostruito in modo esatto, richiede la presenza di entrambe le componenti, è necessario un dispositivo dotato di memoria in grado di "ricordare" la componente mancante: tale dispositivo è in questo caso una linea di ritardo di 64 μs. Il fatto di poter trasmettere in modo sequenziale i segnali differenza di colore permette di utilizzare un unico canale ed un unico tipo di modulazione. E' stata scelta la modulazione di frequenza, che, come noto, risulta particolarmente insensibile ai disturbi e non soffre per la mancanza di linearità in ampiezza degli amplificatori. Con ciò sono stati eliminati gli inconvenienti propri del sistema NTSC, ovvero gli errori di tinta. Purtroppo il sistema risulta poco compatibile nel senso che la portante cromatica modulata in frequenza è sempre presente, anche se i colori sono poco saturi. In particolare risulta fastidiosa la sua presenza nelle zone bianche e nere che risulteranno coperte da una fitta retinatura.

Si è provveduto perciò a contenere l'ampiezza della portante nelle zone meno sature, facendola dipendere dalla saturazione, e ciò grazie alla particolare modificazione dell'ampiezza del segnale modulato in frequenza, operata da un filtro con curva a *campana rovesciata* (mise in forme). In questo modo l'ampiezza della portante cromatica risulta il 10% del segnale di luminosità in assenza di colore e raggiunge il 16% al massimo della deviazione di frequenza. Per mantenere il rapporto segnale/disturbo entro valori accettabili, si opera, come già nelle trasmissioni radio, una preaccentuazione (enfasi) dei segnali di crominanza, prima di effettuare la modulazione, facendoli passare attraverso un filtro passa-alto.

Un ulteriore miglioramento del rapporto segnale/disturbo è ottenuto modulando in ampiezza la sottoportante cromatica quando sono presenti segnali di luminosità che occupano la banda estendentesi da 3 a 5 MHz. Con ciò si amplifica il segnale di crominanza quando in quello di luminanza sono presenti segnali della stessa frequenza che non potrebbero essere fra loro separati. In questo modo il tasso di modulazione incrociata viene mantenuto ad un valore molto ridotto, per cui risulta fortemente diminuita l'entità del disturbo prodotto dal segnale di luminosità sul colore (cross-color).

La Fig. 3.21 riporta lo schema a blocchi di un codificatore per il sistema di trasmissione SECAM.

I segnali R, V, B, in uscita dalla telecamera vengono applicati ad una matrice che fornisce alle sue uscite i segnali di luminosità Y e differenza di colore "aumentati": 1,12 (B-Y) e 1,41 (R-Y). Questi ultimi vengono portati ad un commutatore elettronico che li invia, alternativamente, ad un filtro passa-basso per l'eliminazione delle componenti di frequenza superiore a 1 MHz circa.

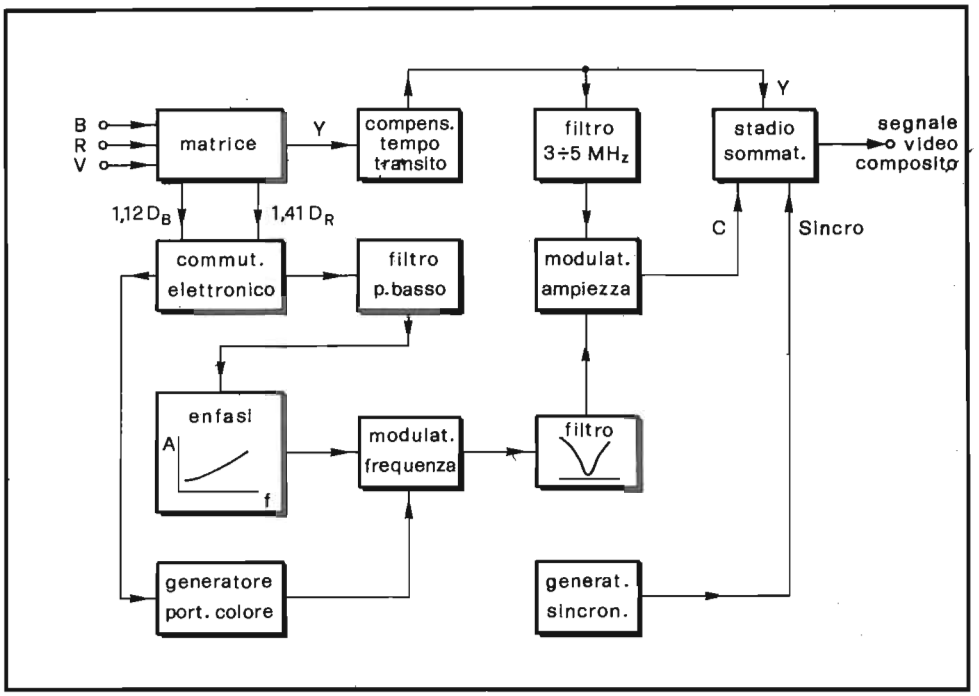


Fig. 3.21 - Schema a blocchi del codificatore SECAM.

L'uscita del filtro è collegata ad un dispositivo che introduce la preaccentuazione (enfasi) delle componenti a frequenza più alta e da questo il segnale giunge al modulatore, nel quale la portante video viene modulata in frequenza e limitata in ampiezza. La portante così trattata, prima di essere sommata agli impulsi di sincronismo e al segnale di luminosità, attraversa il filtro a campana rovesciata e, quindi, il modulatore di ampiezza. Dell'effetto di queste due operazioni si è già detto in precedenza.

Per la trasmissione dei due segnali differenza di colore potrebbe essere usata una sola portante che verrebbe modulata in frequenza, sequenzialmente, in una riga da un segnale differenza e nella successiva dall'altro segnale differenza. Prove pratiche hanno dimostrato che, impiegando due portanti di colore, è possibile migliorare considerevolmente la qualità delle immagini.

Considerazioni teoriche hanno permesso di concludere che nei canali rosso e blu (a minor luminosità) il disturbo risulta più appariscente: queste sono le regioni cromatiche che devono risultare più protette contro il rumore. A tal fine la frequenza di sintonia del circuito a campana rovesciata risulta centrata all'in-

circa sulla media delle frequenze di riposo delle due sottoportanti, esattamente 4,286 MHz (Fig. 3.22).

Le frequenze di riposo delle sottoportanti risultano essere un multiplo intero della frequenza di riga. Al fine di minimizzare l'effetto di modulazione visibile nei ricevitori in bianco e nero, si introduce l'artificio di assegnare alle portanti di colore, all'inizio di ogni riga, una posizione di fase ben definita. Dopo ogni tre righe e dopo ogni semiquadro questa posizione di fase cambia di polarità e di conseguenza si ottiene un effetto di cancellazione che naturalmente non è totale, come accade nell'NTSC e nel PAL.

Le deviazioni di frequenza che, come noto, sono legate all'ampiezza del segnale modulante e quindi alla saturazione, sono limitate per contenere la banda di frequenza occupata dall'informazione cromatica (Fig. 3.23). Avremo così:

canale rosso:

frequenza di riposo della sottoportante di colore $f_{oR} = 4{,}406\,\text{MHz} = 282 \cdot f_H$

deviazione di frequenza $\Delta f_R = \pm\, 280\,\text{kHz}$

canale blu:

frequenza di riposo della sottoportante di colore $f_{oB} = 4{,}250\,\text{MHz} = 272 \cdot f_H$

deviazione di frequenza $\Delta f_B = \pm\, 230\,\text{kHz}$

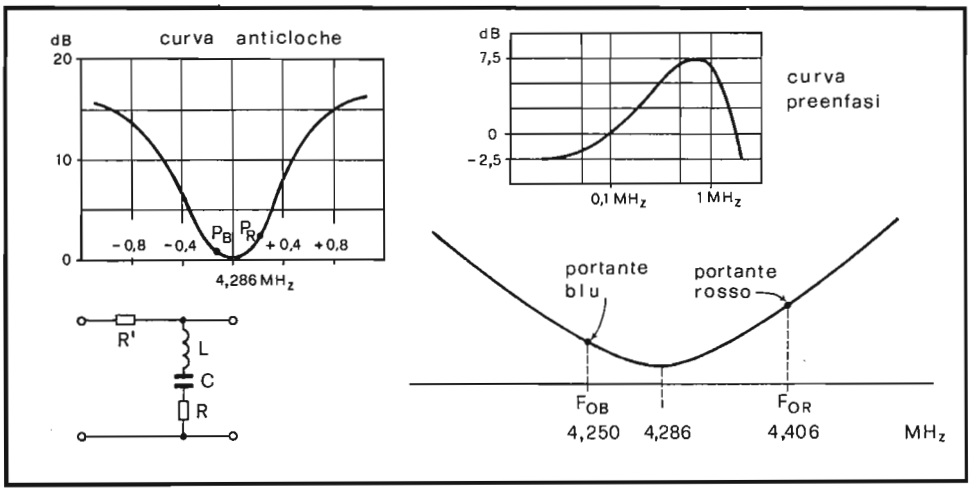


Fig. 3.22 - Frequenza di taratura del filtro a campana rovesciata, posizione delle due portanti per il blu ed il rosso e caratteristica del filtro di preaccentuazione.

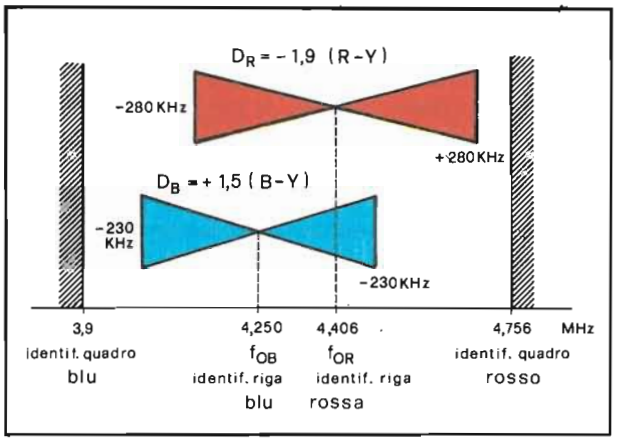


Fig. 3.23 - Caratteristiche di modulazione delle sottoportanti cromatiche nel sistema SECAM.

In corrispondenza a transitori dei segnali differenza di colore, si hanno forti deviazioni di frequenza che potrebbero superare abbondantemente i valori sopra riportati. Per evitare questi inconvenienti si stabiliscono dei valori limite per le frequenze delle sottoportanti modulate, che risultano essere di 3,9 MHz e 4,756 MHz (Fig. 3.23).

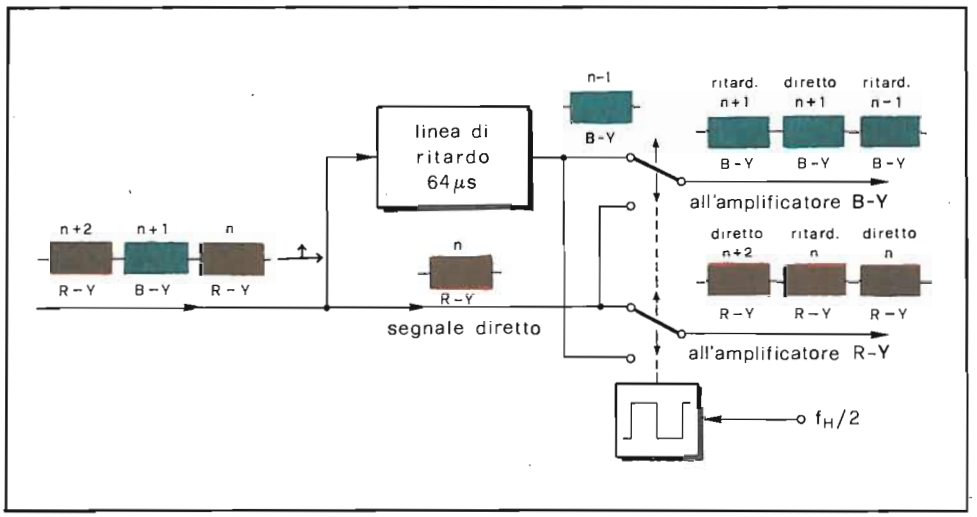


Fig. 3.24 - Principio di funzionamento del commutatore SECAM per l'estrazione al ricevitore delle componenti cromatiche relative ai segnali differenza di colore B-Y e R-Y.

Si è visto che i segnali differenza di colore vengono trasmessi in maniera sequenziale; pertanto è necessario che il ricevitore disponga di un commutatore in modo che ad ogni riga venga inoltrato a ciascun discriminatore il corrispondente segnale differenza prelevandolo, una riga, direttamente dal limitatore e, l'altra, dalla linea di ritardo (Fig. 3.24). Questo duplice istradamento di segnali viene realizzato nel ricevitore mediante un doppio interruttore a diodi comandato da un flip-flop. Lo stato del flip-flop è rovesciato ad ogni fine riga dall'impulso di fly-back. Per garantirne lo stato corretto all'atto dell'accensione viene trasmessa una serie di impulsi detti di *identificazione*. Questi impulsi occupano le 9 righe successive all'impulso di sincronismo verticale (Fig. 3.25) e

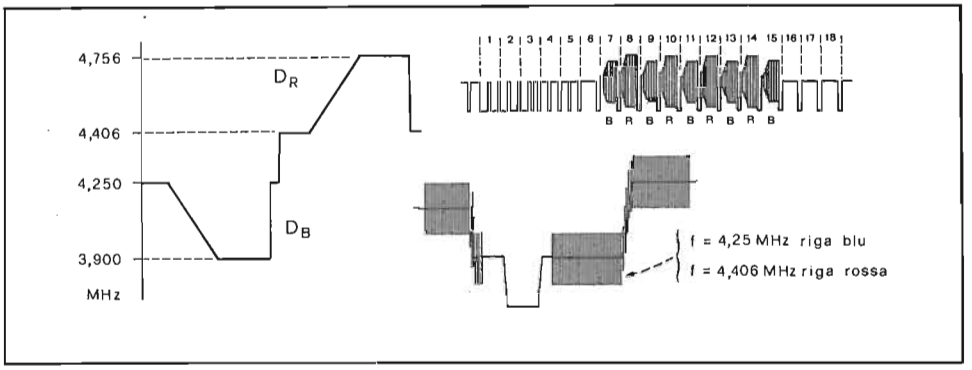


Fig. 3.25 - Posizione e caratteristiche degli impulsi di identificazione SECAM di quadro e di riga.

hanno frequenze corrispondenti alle massime deviazioni riportate in Fig. 3.23: 3,9 MHz per la componente B-Y e 4,756 per quella R-Y. Le più recenti modifiche apportate allo standard SECAM prevedono l'inserimento di segnali di identificazione di riga sul piedestallo posteriore dell'impulso di sincronismo di riga, consistenti in un'oscillazione a 4,25 MHz per la riga blu e a 4,406 MHz per quella rossa (Fig. 3.25). A conclusione del paragrafo occupiamoci dello schema a blocchi del decodificatore SECAM con l'aiuto della Fig. 3.26.

Dal segnale video completo, disponibile all'uscita del rivelatore, viene estratto il segnale di luminanza dopo un'opportuna attenuazione della portante di colore e l'introduzione del ritardo necessario per compensare il tempo di transito dei segnali entro il canale di crominanza (che risulta a banda più stretta di quello di luminanza).

Per mezzo di un filtro di banda viene estratta l'informazione cromatica che

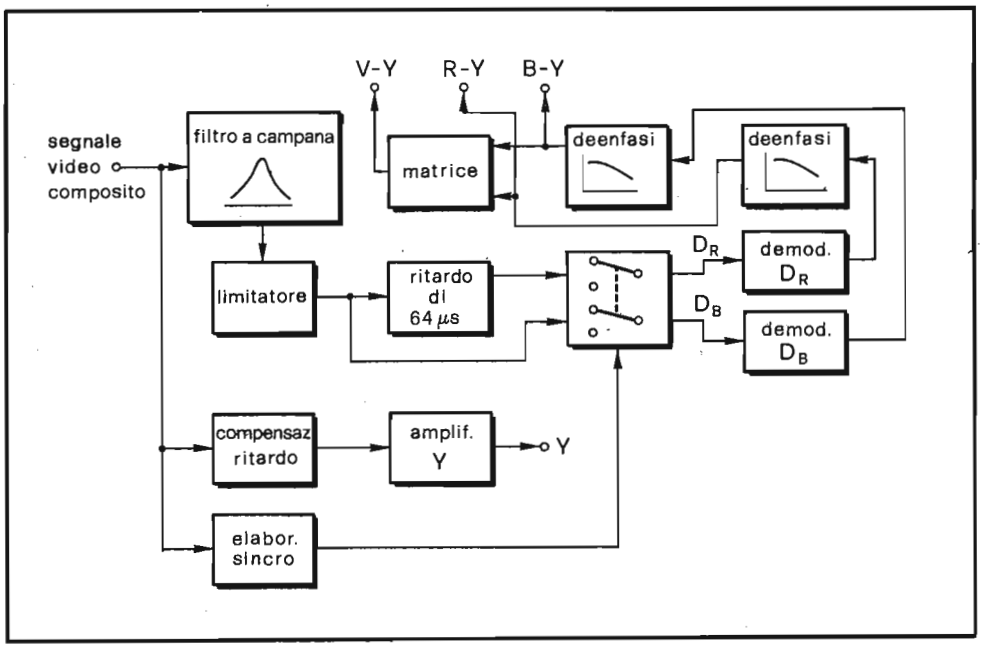


Fig. 3.26 - Schema a blocchi del decodificatore SECAM.

subisce una preventiva limitazione prima di essere inoltrata al commutatore elettronico ed alla linea di ritardo. Tramite il flip-flop commutatore (pilotato a frequenza di riga e azzerato a fine quadro dagli impulsi di identificazione) si inviano i segnali ai due discriminatori, all'uscita dei quali si trovano i segnali differenza di colore. A questo punto si richiede una deaccentuazione (deenfasi), per compensare l'operazione inversa effettuata in trasmissione, prima di inviare i segnali allo stadio matrice. In quest'ultimo si attua, come già nel PAL, la ricostruzione del segnale V-Y per mezzo di una combinazione lineare degli altri due segnali differenza di colore.

CAPITOLO QUARTO

Il cinescopio tricromico a maschera forata

4.1. - Principio di funzionamento

Il cinescopio a tre fosfori, a maschera forata, permette la riproduzione di immagini colorate mediante la sovrapposizione contemporanea di tre quadri, uno per ogni colore primario. Ogni elemento di immagine è composto da tre piccole superfici circolari, disposte ai vertici di un triangolo equilatero, ciascuna delle quali è coperta con una sostanza fosforescente (luminoforo) che, eccitata da un fascetto di elettroni, emette radiazioni luminose rispettivamente di colore rosso, verde e blu. Pertanto, tutto lo schermo del cinescopio è coperto da un sistema ordinato di questi triangoli, o terne di colori, detti triadi, come appare in Fig. 4.1.

Le dimensioni dei luminofori e la loro distanza sono state calcolate in modo da assicurare una definizione dell'immagine non inferiore a quella ottenibile con i normali cinescopi in bianco e nero.

Nel caso di tubi da 25''-26'' il diametro di ogni fosforo è di circa 0,42 mm e la distanza fra i loro centri di circa 0,72 mm: queste dimensioni sono così piccole che, alla normale distanza di osservazione, il potere risolutivo dell'occhio è insufficiente a distinguere i singoli fosfori e le singole triadi. Così l'occhio non è in grado di risolvere singolarmente i colori che compongono ogni triade con diverse intenstà luminose, ma può solo ricevere una sensazione complessiva data dalla mescolanza additiva dei tre colori.

All'interno del cinescopio trovano posto tre cannoni elettronici, uno accanto all'altro, disposti a 120° attorno all'asse del tubo, con il cannone blu in alto, il rosso ed il verde rispettivamente a destra e a sinistra in basso. A una distanza di 12-15 mm dallo schermo, si trova una piastra metallica fornita di fori in numero uguale a quello delle triadi costituenti il mosaico dei fosfori sullo

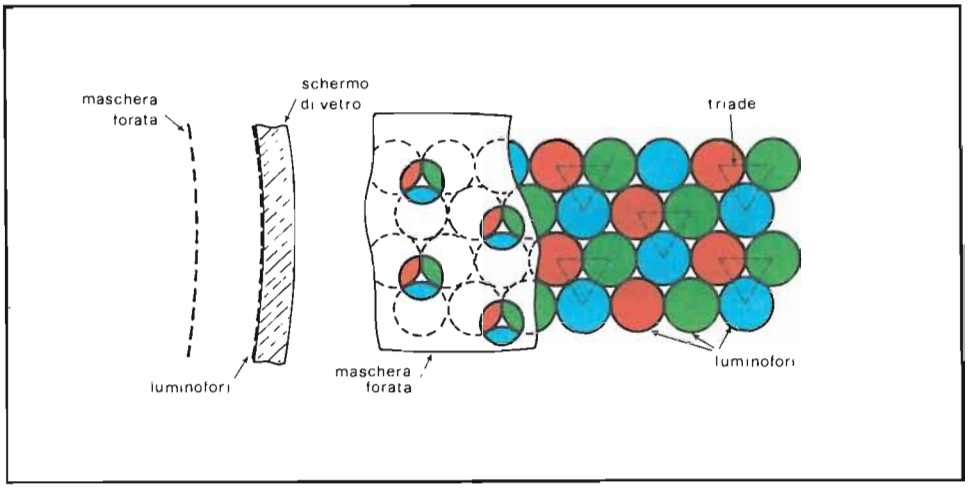


Fig. 4.1 - Posizione delle triadi di fosfori rispetto ai fori della maschera di selezione.

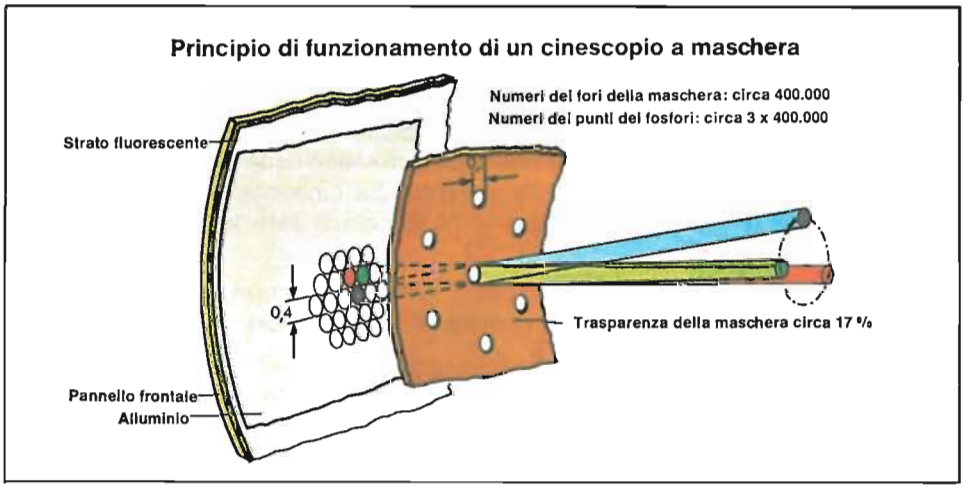


Fig. 4.2 - Incidenza dei tre fasci elettronici sui punti di fosforo attraverso la maschera.

schermo. Ciascun foro della maschera corrisponde al centro di ogni triade ed è di dimensioni inferiori a quelle dei punti di fosforo.

I tre cannoni elettronici sono inclinati verso l'asse del tubo in modo tale che i fascetti in assenza di deflessione si incrocino in uno stesso foro sul piano della

maschera, e, per opportune distanze tra cannoni, maschera e schermo, vadano a centrare esattamente i tre punti di fosforo di una stessa triade, come si può vedere dalla Fig. 4.2. Essendo le triadi disposte tutte nello stesso modo, se i tre fascetti sono diretti contemporaneamente su altri fori della maschera, è sempre uno stesso cannone che colpisce lo stesso tipo di fosforo, mentre la maschera impedisce che questo sia colpito dagli altri due cannoni.

Così, durante la scansione, ogni cannone può eccitare un solo tipo di fosforo e questo può essere reso più o meno luminoso nel suo colore primario a seconda della intensità della corrente del fascetto, ovvero della tensione di pilotaggio applicata al cannone corrispondente.

La maschera forata ha quindi il compito di effettuare una separazione dei fosfori in modo che ciascun cannone permetta l'eccitazione indipendente e simultanea dei tre fosfori.

La prima fase della costruzione di un cinescopio tricromico riguarda il trattamento dello schermo di vetro che necessita operazioni ovviamente non previste nel caso del bianco-nero.

Già il vetro per lo schermo deve possedere caratteristiche diverse. Nel caso in esame, infatti, la tensione anodica richiesta è più alta (circa 25 kV) ed anche la corrente dei fasci elettronici è maggiore: ciò provocherebbe alterazioni essenziali del vetro dello schermo, se non avesse opportune caratteristiche di composizione. Infatti si potrebbe facilmente verificare una penetrazione di

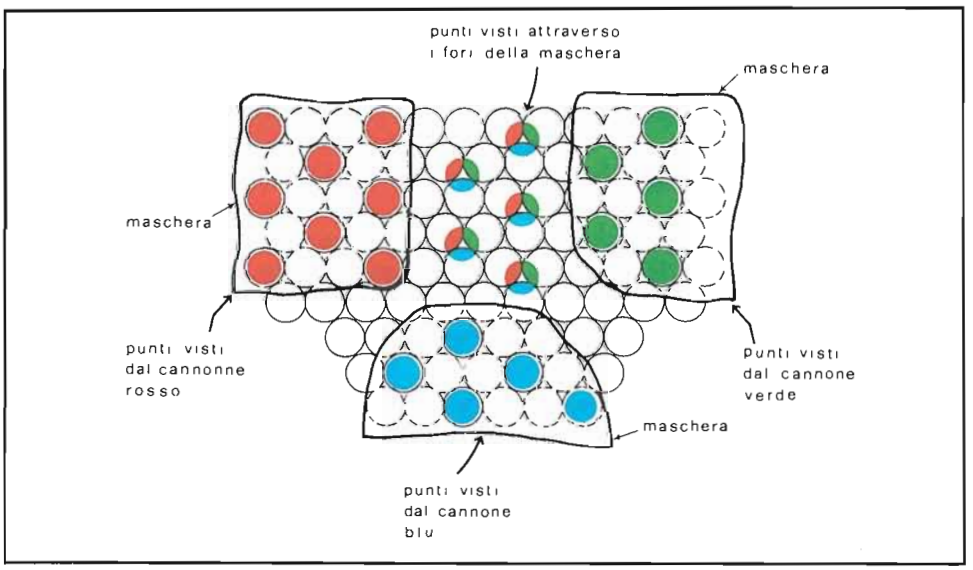


Fig. 4.3 - Posizione reciproca dei punti di fosforo e dei fori della maschera.

elettroni, attraverso lo strato fosforescente, nel vetro stesso, causa di riduzione di trasparenza, sia una generazione di raggi X molli; questi ultimi, assorbiti dal vetro, ne sarebbero successivamente responsabili di una colorazione bruna.

Si è ovviato a questi inconvenienti innanzitutto eliminando i composti di elementi facilmente riducibili contenuti nel vetro rendendolo così insensibile, quanto a trasparenza, alla penetrazione degli elettroni; inoltre aggiungendo al vetro una piccola percentuale di ossido di cesio (0,2 - 0,3% circa), il che annulla completamente l'effetto dovuto ai raggi X. In tal modo la trasparenza e la colorazione del vetro si mantengono inalterate per tutta la vita del dispositivo.

E' anche necessario che questi schermi possiedano strette tolleranze nelle dimensioni, onde permettere una precisa corrispondenza con le maschere forate. A questo scopo sono state aggiunte particolari sostanze chimiche che rendono il vetro più stabile, evitando così deformazioni durante i vari processi di riscaldamento.

4.2.1. - La maschera forata

La maschera forata è essenzialmente una sottile piastra di acciaio inossidabile, dello spessore di circa 0,2 mm, dotata di piccoli fori regolarmente distribuiti su tutta la superficie. Ogni foro è posto in corrispondenza ad un triade di fosfori depositati sullo schermo: si hanno così tanti fori quante sono le triadi (circa 400.000 fori nei tubi da 25") come indicato in Fig. 4.3.

Poichè la funzione della maschera è quella di far colpire un punto di fosforo solo dal fascio elettronico del colore corrispondente, il diametro del foro deve essere più piccolo di quello di un punto di fosforo; nei tubi da 25" i fori hanno un diametro di circa 0,35 mm al centro e 0,25 mm ai bordi. Di conseguenza risulta che, per esempio, nel tubo da 25" la trasmissione media della maschera è solo del 15%.

La costruzione della maschera si basa su un processo di corrosione fotochimica. Poichè la tecnologia relativa a tale processo non era in grado di risolvere il problema della necessariamente alta precisione per le dimensioni dei fori e per la loro distanza con mezzi normali, si è ricorsi a nuove tecniche appositamente studiate a questo scopo.

Per un corretto funzionamento del tubo, il profilo della maschera viene reso di forma simile a quello della superficie interna dello schermo, anche se in realtà la distanza maschera-schermo varia dal centro ai bordi.

Prima di unire la maschera allo schermo, essa deve essere perciò curvata in forma quasi sferica in modo da adattarsi perfettamente ai contorni della superficie interna dello schermo.

La maschera, così formata, è saldata ad un telaio di supporto sul quale sono

fissate tre molle di appoggio e di posizionamento. Bisogna tener presente, a questo punto, che la maschera lavora con una tensione di 25 kV, per una corrente totale di tre cannoni di oltre 1 mA; quindi la potenza dissipata su di essa è di circa una ventina di watt e ciò produce il riscaldamento della stessa. Per tale motivo l'insieme maschera-telaio viene annerito, onde facilitare l'irradiamento superficiale del calore. Il montaggio della maschera necessita di particolari accorgimenti. La precisa registrazione dei fascetti elettronici con i relativi punti di fosfori è funzione della distanza tra maschera e schermo e, quindi, si richiedono strette tolleranze per il posizionamento della maschera stessa. La distanza opportuna è determinata dalla inclinazione dei cannoni sull'asse del tubo, dalla distanza tra i fori della maschera e dalla lunghezza del tubo.

Durante il processo di sedimentazione dei vari fosfori, la maschera deve essere inserita e disinserita più volte sullo schermo ed è fondamentale che sempre riprenda la stessa identica posizione. Inoltre può accadere che, durante la successiva fase di montaggio del cinescopio, essa vada soggetta ad una certa dilatazione termica. In vista di questi punti critici, si è provveduto, durante la fabbricazione dello schermo di vetro, a saldare sul suo bordo interno tre spinotti metallici e, sul telaio di supporto della maschera, le parti estreme di linguette elastiche. Alle estremità libere di queste vi sono dei fori che, per determinate dimensioni e posizioni, assicurano un posizionamento estremamente preciso della maschera rispetto allo schermo.

La precisione di questo montaggio è tale che, nei successivi stadi di produzione, durante il processo di sedimentazione dei fosfori, devono essere mantenuti accoppiati sempre la stessa maschera con lo stesso schermo. Ciò significa che, una volta iniziato il processo di sedimentazione con un tipo di fosforo su uno schermo con una data maschera, si può continuare il processo con gli altri fosfori solo utilizzando la stessa maschera e non altre diverse.

4.2.2. - Il mosaico di fosfori a tre colori

Abbiamo già accennato come, per riprodurre l'immagine voluta, l'occhio debba essere in grado di integrare i colori primari. Ciò viene ottenuto nel cinescopio in esame mediante insiemi intimamente compenetrati di tre fosfori depositati sulla superficie interna dello schermo. Praticamente ogni insieme consiste di numerose righe di puntini, uniformemente distanziati, disposti in modo da formare piccole triadi, ognuna composta dai fosfori emettenti luce rossa, verde e blu.

Lo schermo contiene circa 400.000 triadi di colori. La deposizione dei tre insiemi di punti di fosfori avviene in tre fasi successive: prima è depositato il fosforo verde, poi il fosforo blu e, per ultimo, quello rosso. Il processo di sedimentazione segue un metodo fotografico, nel quale un ruolo importante è affidato alla maschera; questa infatti si comporta da "positivo", attraverso cui le soluzioni fotosensibili contenenti i fosfori vengono esposte a radiazioni ul-

traviolette. E' molto importante che questo processo venga eseguito in totale assenza di polvere.

Le fasi del procedimento si svolgono come segue. Il fosforo verde è mescolato ad una lacca, sensibile alle radiazioni ultraviolette, formata da un pigmento in soluzione con alcool polivinilico sensibilizzato con bicromato. La miscela viene depositata sullo schermo, mentre esso, precedentemente fissato ad un telaio girevole, oscilla affinchè la distribuzione sia il più possibile uniforme. Quando lo strato ottenuto è sufficiente, il tutto viene sottoposto a luce infrarossa e così essiccato. A questo punto viene montata la maschera scelta e l'insieme viene fissato ad un apposito apparecchio ottico ove lo strato di fosforo e lacca viene esposto, attraverso la maschera, alla radiazione ultravioletta: ne consegue l'indurimento della lacca contenente il fosforo e, quindi, l'adesione al vetro dello schermo secondo una disposizione geometrica identica a quella dei fori della maschera.

Durante l'irradiazione, la posizione della sorgente di luce ultravioletta è molto critica. Bisogna infatti che la traiettoria di tale radiazione abbia la stessa inclinazione, rispetto alla maschera ed allo strato del fosforo, del fascetto elettronico del cannone del verde durante il funzionamento del tubo.

E' difficile riprodurre l'esatta corrispondenza fra le direzioni dei raggi luminosi e del fascio elettronico sull'intera superficie della maschera: infatti le traiettorie elettroniche prolungate all'indietro (durante la deflessione) non partono da un unico punto, bensì il centro di deflessione si muove simultaneamente in avanti e di fianco rispetto all'asse del tubo. Per ovviare a ciò, tra la sorgente luminosa e la maschera viene inserito un sistema di lenti, cosicchè le traiettorie dei raggi luminosi divengono simili a quelle elettroniche. E' perciò che la forma esatta ed il posizionamento preciso di queste lenti giocano un ruolo fondamentale per il raggiungimento di un'ottima corrispondenza.

Non appena il fosforo verde è stato esposto e quindi fatto aderire al vetro, l'insieme maschera-schermo viene tolto dal dispositivo ottico e la maschera separata dallo schermo. Quindi vengono asportate da quest'ultimo le parti di fosforo non sensibilizzate dai raggi ultravioletti e che, di conseguenza, non hanno aderito al vetro, mediante irrorazione d'acqua. Lo schermo rimane allora coperto dall'insieme dei puntini di fosforo verde, che viene esaminato otticamente, per controllarne gli eventuali difetti. Dopo ciò, il processo di sedimentazione si ripete per il fosforo blu. In questo caso viene usato un diverso apparecchio ottico ove la sorgente di luce ultravioletta ha una posizione tale che le radiazioni emesse attraverso la maschera con una traiettoria corrispondente a quella del fascio elettronico del cannone blu.

Analogamente, per depositare il fosforo rosso, viene usato un terzo apparecchio ottico ove la luce ultravioletta attraversa la maschera con direzione corrispondente a quella del fascio elettronico del cannone rosso. Sempre le parti di fosforo non esposte vengono lavate dopo ogni operazione.

A quanto detto, segue un accurato controllo del mosaico completo ed infine

viene eseguita l'alluminatura. Si dispone prima un leggero strato di lacca sui fosfori per potervi far evaporare l'alluminio, la si fa essiccare e se ne asporta l'umidità; si pone quindi lo schermo a chiudere un cono metallico nel quale è stato fatto il vuoto e qui viene evaporato l'alluminio che va a costituire lo strato metallico sopra i fosfori. Lo schermo viene infine messo in un forno, allo scopo di rimuovere le lacche usate per la sedimentazione dei fosfori e per l'alluminatura.

Terminate le precedenti operazioni, maschera e schermo vengono saldati assieme e fissati al cono di vetro mediante uno speciale smalto. Seguono quindi il montaggio e la chiusura con i tre cannoni, la saldatura definitiva del tubo, l'attivazione ed il controllo finale elettrico.

Nessuna di quste ultime fasi differisce essenzialmente da quelle analoghe per i tubi in bianco e nero.

4.2.3. - I fosfori e le loro caratteristiche

Il problema della luminosità, relativamente ai tre colori primari (la cui definizione è data sulla base della teoria dei colori), ha costituito motivo di particolare studio e di conseguente sviluppo dei materiali fosforescenti.

Le coordinate dei colori primari da usare per la televisione furono definite in modo da poter ottenere con essi una saturazione molto alta. Nei primi tubi a colori furono usati tre tipi diversi di fosfori: per il rosso fu scelto un fosfato di zinco attivato con manganese, per il verde un silicato di zinco (willemite) attivato con manganese e per il blu un solfuro di zinco attivato con argento. Purtroppo però i diversi e lunghi tempi di persistenza di tali fosfori, causa del verificarsi di noiose code di colore lasciate dagli oggetti in movimento, ed anche il loro diverso rendimento, specialmente di quello rosso, resero necessario usare altri tipi di fosfori. Si scoprì così, nel 1961, che i fosfori a base di solfuro di cadmio e zinco davano una maggiore luminosità con un aumento per il rosso dal 20 al 53%, per il verde del 49% e per il blu di circa il 40%.

Il fosforo a solfuro, a fluorescenza verde presentava però l'inconveniente di fornire un colore meno saturo della willemite; di conseguenza, la riproduzione era meno fedele, essendo più piccola la gamma dei colori ottenibili per l'immagine. In questo caso il punto di colore del verde viene ad avere, all'incirca, le coordinate C.I.E. $x = 0{,}255$ e $y = 0{,}575$.

D'altronde anche i fosfori a solfuri di cadmio e zinco non permettevano, per il rosso, un rendimento sufficientemente uguale agli altri colori e ciò richiedeva una maggiore corrente dal cannone del rosso rispetto agli altri del verde e del blu.

Solo di recente è stato prodotto un nuovo tipo di fosforo rosso con luminosità più alta: si tratta del cosiddetto fosforo a *terre rare*, costituito da ittrio-ortovanadato attivato con europio, le cui coordinate di colore $x = 0{,}670$ e

y = 0,330 corrispondono a quelle del rosso già usato in precedenza con i fosfati.

Nel diagramma di cromaticità di Fig. 1.11, sono indicati i tre colori V'B'R' scelti per il cinescopio europeo A63-11X, nonchè la gamma dei colori ottenibili con questo tubo.

4.2.4. - I cannoni elettronici

Il cinescopio a colori contiene tre cannoni elettronici di identica costruzione, uno per ogni colore primario (Fig. 4.4 A).

Mentre i cannoni per i tubi in bianco e nero sono generalmente dotati di lenti unipotenziali, per il tubo a colori vengono usati cannoni con lenti ad accelera-

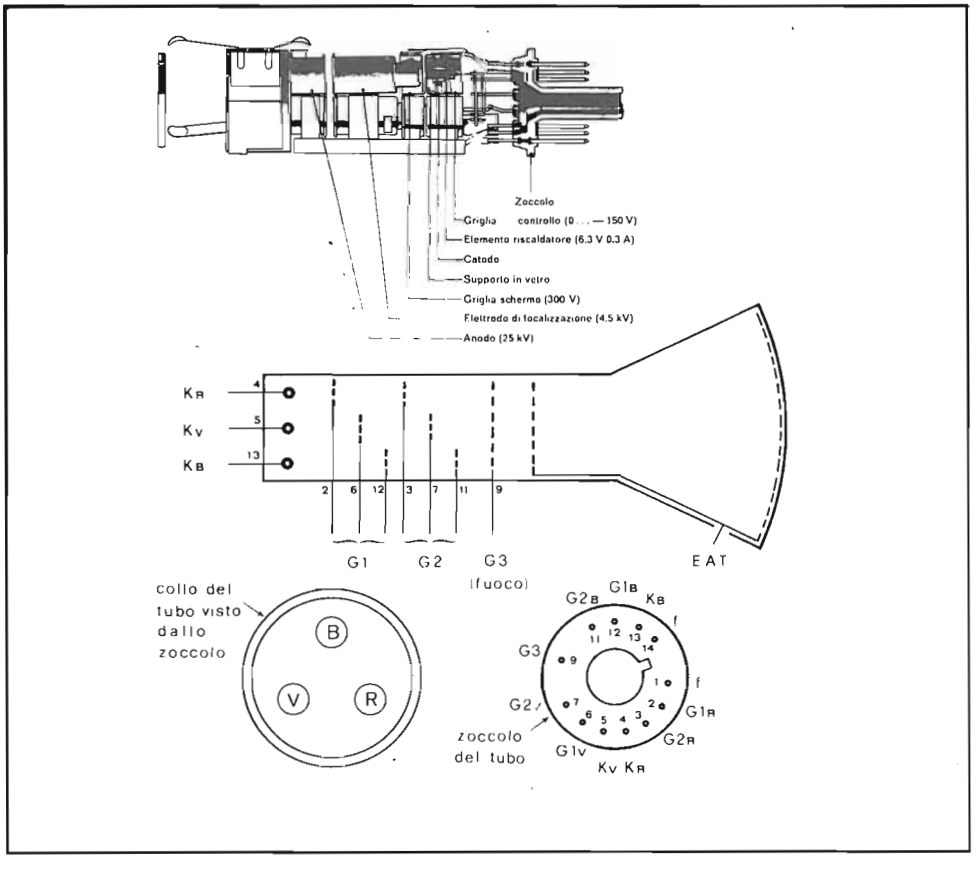


Fig. 4.4 - Struttura, disposizione dei tre cannoni elettronici e schema elettrico del cinescopio tricromico.

zione. Con questo accorgimento si possono ottenere buoni risultati per quanto riguarda il diametro del fascio e dello spot.

La disposizione degli elettrodi (visibile in Fig. 4.4) è la seguente: catodo (entro cui si trova disposto il filamento), griglia di controllo (G1), griglia acceleratrice (G2),griglia di focalizzazione (G3), griglia acceleratrice (G4) ed anodo finale. La G4 e l'anodo finale sono collegati elettricamente tra loro, con la maschera forata e con lo schermo alluminato dei fosfori.

Le estremità dei singoli cannoni sono provviste di superfici metalliche che devono agire da espansioni polari magnetiche. Come vedremo in seguito, in corrispondenza ad esse vengono allineati, all'esterno del collo del tubo, nuclei elettromagnetici che permettono lo spostamento radiale dei tre fasci elettronici, onde ottenere la convergenza sulla maschera.

Il procedimento della saldatura dei cannoni al collo del tubo è analogo a quello già noto per i tubi in bianco e nero. Durante tale processo è di fondamentale importanza la coincidenza dell'asse del tubo con quello comune del complesso dei tre cannoni. Questi ultimi sono montati assieme a tre bastoncini di vetro mediante un mandrino; ciascuno di essi è inclinato in modo tale che i rispettivi assi si intersechino in un punto situato sull'asse centrale del sistema che coincide con la posizione della maschera d'ombra nel tubo completo. L'angolo di incidenza è inclinato in modo tale che i rispettivi assi intersechino in un punto situato sull'asse centrale del sistema che coincide con la posizione della maschera d'ombra nel tubo completo. L'angolo di inclinazione è di circa 1,5°. Durante il funzionamento, la disposizione dei tre cannoni è tale per cui, rispetto ad un piano orizzontale passante per l'asse del tubo e per l'asse maggiore dello schermo, il cannone del blu si trovi sempre sopra l'asse del tubo e quelli del verde e del rosso al di sotto, in posizione simmetrica (Fig. 4.4. C).

Il problema di ottenere buoni risultati in presenza di una tensione anodica piuttosto alta, in confronto a quella dei tubi in bianco e nero, appare, in questo caso, più critico: tuttavia esso è semplificato dal tipo di cannone con lente acceleratrice, in quanto, avendosi un elettrodo di focalizzazione a 5 kV, esiste una minore differenza di potenziale fra i due elettrodi che formano la lente principale di focalizzazione.

4.3.1. - Tensioni elettriche di funzionamento del tubo a maschera forata

Il valore dei potenziali da applicare agli elettrodi dei tre cannoni elettronici corrisponde all'incirca a quello relativo ad un tubo convenzionale monocromatico; le sole differenze sono per la tensione di focalizzazione e per l'alta tensione, qui rispettivamente di 5 kV e 25 kV.

Il collettore dello stadio finale video, preposto al pilotaggio del cinescopio, è di norma collegato direttamente ai catodi di quest'ultimo; in tal modo i tre

catodi del cinescopio vengono a trovarsi ad una tensione continua di circa 100-150 V. Per la regolazione della luminosità, invece, devono essere applicati alla G1 circa 40-90 V. La tensione di alimentazione della G2 è tipicamente di 400 V.

Per l'impiego corretto del tubo è necessario predisporre i mezzi per la regolazione delle tensioni in modo tale che per i tre cannoni si abbia la coincidenza di tutti i punti della caratteristica mutua (corrente anodica - tensione G1). Lo scopo della regolazione è cioè quello di far coincidere per i tre cannoni sia il valore della tensione di interdizione che quello della corrente anodica massima con intensità di colore ottima. Ciò si ottiene mediante la regolazione delle tensioni di G 1 e G 2.

4.3.2. - Regolazioni esterne per la deflessione dei fasci elettronici

Gli elementi a cui è affidata la corretta deflessione dei fasci sono: le bobine di deflessione, le unità di convergenza, l'unità di purezza del colore. Essi sono applicati attorno al collo del tubo.

La funzione delle bobine di deflessione è nota ed è la stessa assolta nei tubi monocromatici. Esse costituiscono un giogo di deflessione e son poste vicino al cono del tubo. Il tipo di montaggio di questo complesso è tale da permettere di effettuare piccoli spostamenti dell'unità nella fase di messa a punto della purezza del colore, che consiste nel portare il centro di deflessione sull'asse del tubo e quindi i tre fasci elettronici a coincidere sulla triade centrale dei fosfori. Le bobine di deflessione sono alimentate con tensioni a dente di sega, a frequenza di riga e di quadro, come nel caso dei tubi in bianco e nero. Unitamente all'applicazione delle tensioni di scansione alle bobine di deflessione, per la riproduzione dell'immagine, sono necessarie alcune regolazioni preliminari per la compensazione di difetti che altrimenti apparirebbero come errori cromatici; tali inconvenienti sono conseguenza in parte delle caratteristiche costruttive del tubo ed in parte del principio di funzionamento del tubo stesso.

4.3.3. - Regolazione della convergenza statica

In assenza di tensioni di deflessione, i fasci elettronici dei tre cannoni devono intersecarsi, come è stato detto, in un punto chiamato di convergenza, sul piano della maschera, e andare a colpire la triade dei fosfori al centro dello schermo. La convergenza dei tre fasci dipende da diversi fattori geometrici, il che ne rende difficile l'esattezza per ragioni essenzialmente costruttive: di qui la necessità di controllare la detta convergenza e compensare gli errori con opportuni mezzi.

Dalla Fig. 4.5, si deduce che la coincidenza esatta dei tre fasci richiede quattro differenti direzioni di regolazione. Per due fasci (rosso e verde) il punto di

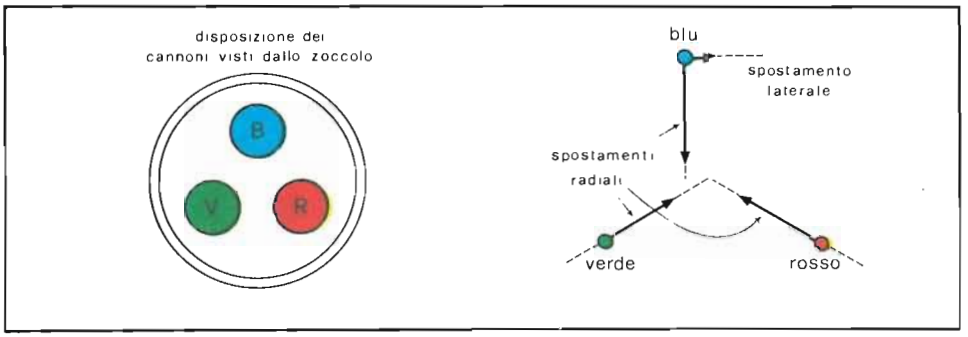


Fig. 4.5 - Direzione degli spostamenti dei tre fasci elettronici per ottenere la convergenza statica: solo radiale per il rosso ed il verde, radiale e laterale per il blu.

intersezione si trova nelle direzioni formanti un angolo di 120° rispetto all'asse verticale. Per portare anche il terzo fascio (blu) a cadere in questo stesso punto, se ciò non risulta già per costruzione, occorrono due regolazioni, una verticale ed una orizzontale. Ciò viene ottenuto mediante l'azione di campi magnetici regolabili. Infatti, come noto, un fascio elettronico, quando attraversa un campo magnetico uniforme, viene spostato ortogonalmente alle linee di forza magnetiche, come indicato in Fig. 4.6. In questo caso le linee di forza, all'interno del collo, sono quelle relative a coppie di espansioni polari (predisposte all'interno del collo per ciascun cannone) in corrispondenza alle quali all'esterno sono fissati dei nuclei magnetici (Fig. 4.7).

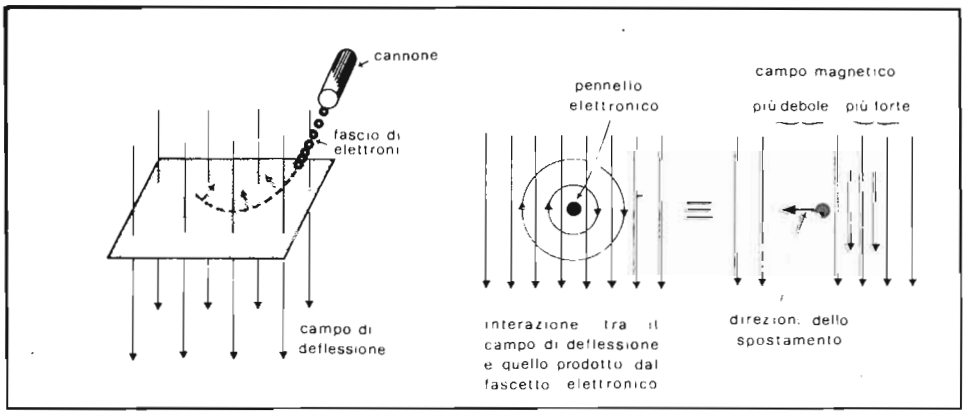


Fig. 4.6 - Deflessione di un fascio elettronico ad opera di un campo magnetico: lo spostamento ha sempre direzione normale a quella della velocità.

Variando la posizione di uno di tali magneti, è possibile modificarne l'intensità del campo magnetico tra le espansioni polari interne e quindi deviare la direzione dei fasci elettronici con una maggiore o minore inclinazione verso l'asse del tubo. In tal modo si ottengono tre delle suddette quattro regolazioni necessarie per avere un unico punto di convergenza: esse sono indicate come *spostamenti radiali.*

Per ottenere la convergenza del fascio del blu si aggiunge all'esterno del collo un altro magnete regolabile che crea un campo magnetico le cui linee di forza sono dirette dalla periferia verso l'asse del tubo; tale campo produce uno *spostamento laterale* del fascio del blu (Fig. 4.7 B). Quest'ultimo magnete,

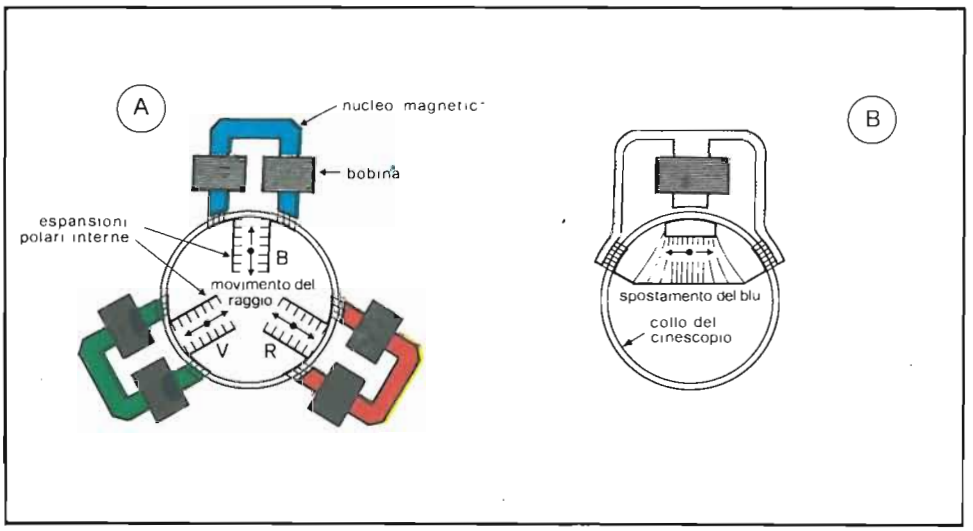


Fig. 4.7 - Spostamento radiale (A) dei tre fasci elettronici e laterale (B) del blu mediante il controllo dell'intensità del campo prodotto dagli elettromagneti esterni.

detto di convergenza laterale del blu, viene situato sul collo all'altezza, approssimativamente, della G2 del cannone relativo.

Con le regolazioni sopra descritte, è possibile dunque far sì che il punto di convergenza dei tre fasci venga a cadere sul piano della maschera, affinché ogni fascio colpisca il fosforo del suo colore e solo questo. Bisogna comunque tener presente che le regolazioni di convergenza sopra accennate valgono esattamente solo per una limitata superficie circolare attorno al centro dello schermo.

4.3.4. - Regolazioni della convergenza dinamica

Le regolazioni di cui al paragrafo precedente sono sufficienti soltanto per la convergenza dei fasci al centro dello schermo. Infatti la superficie curva (leggermente) ma non sferica di schermo e maschera non permette l'esistenza di un unico centro (di curvatura) da far coincidere con quello di deflessione e ciò determina una diversità di percorso dei fasci, relativamente alla zona centrale ed al bordo. Di conseguenza non si ha convergenza su tutto lo schermo e l'immagine, durante la scansione, si deforma.

Tale tipo di distorsione è nota come *deformazione a cuscino* ed è presente anche nei ricevitori in bianco e nero. La Fig. 4.8 indica la distorsione a cuscino di un'immagine che si verificherebbe su uno schermo a superficie piana, per uguali angoli di deflessione; la Fig. 4.9 riporta le conseguenze di tale distorsione, per quanto riguarda gli errori di convergenza dei tre fasci elettronici, nel caso di schermo a curvatura normale.

Dal momento che l'incremento di lunghezza verso i bordi dell'immagine

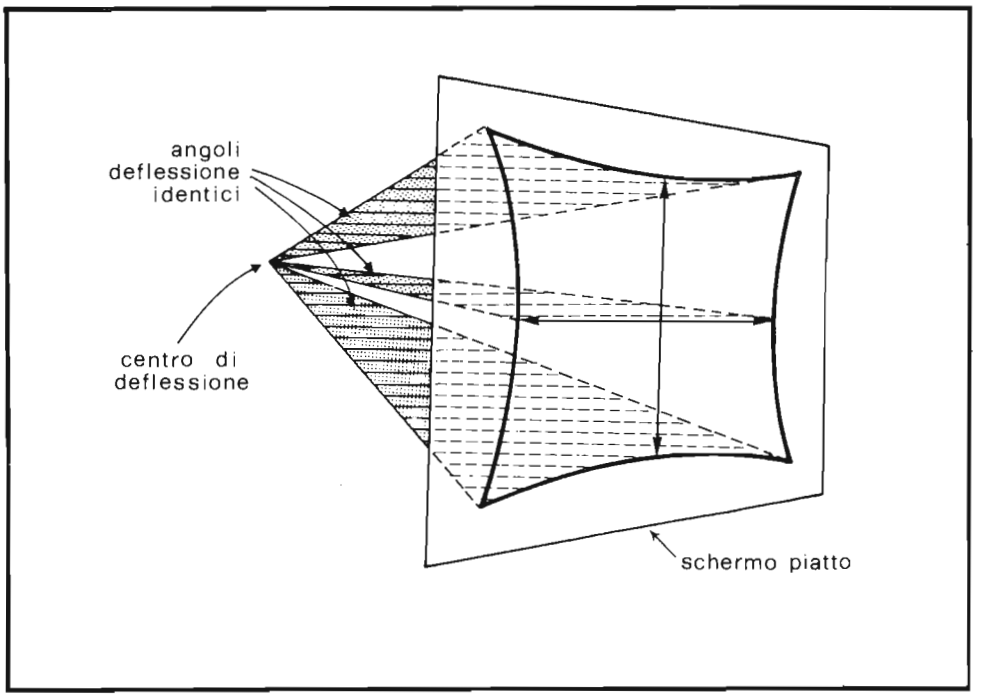


Fig. 4.8 - Distorsione a cuscino di un'immagine riprodotta su uno schermo a superficie piana con angolo di deflessione costante.

varia, in prima approssimazione, con legge parabolica, la correzione dell'errore può essere attuata generando, mediante una corrente di natura parabolica, un campo magnetico supplementare che faccia variare la posizione del punto di convergenza in funzione della deflessione del pennello.

Essendo necessaria una compensazione sia per la deviazione orizzontale che per quella verticale sullo schermo, si richiedono due correnti paraboliche di correzione una a frequenza di riga e l'altra a frequenza di quadro.

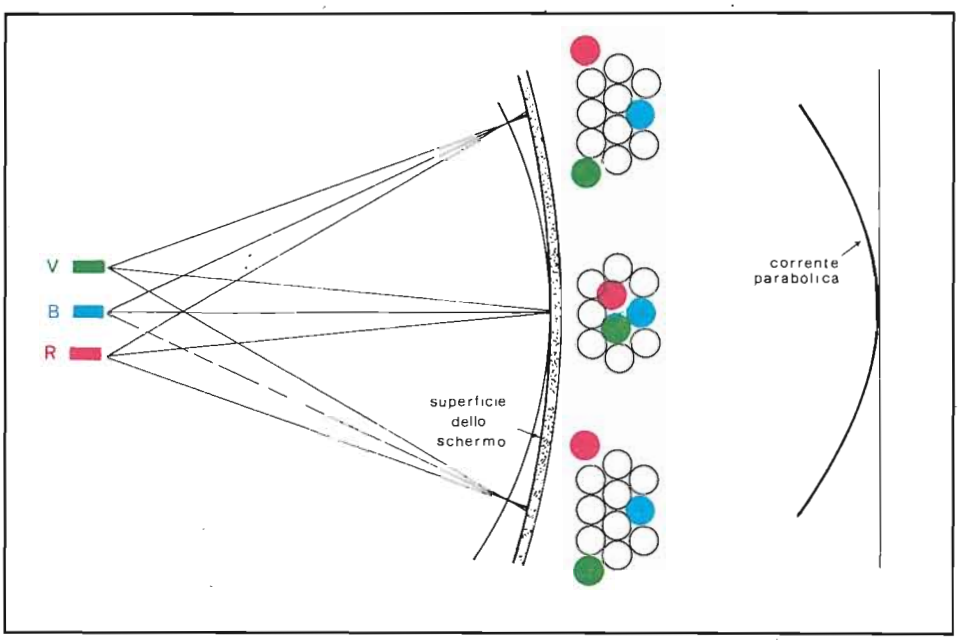


Fig. 4.9 - Errori di convergenza dovuti alla mancata coincidenza tra i centri di deflessione e di curvatura dello schermo.

C'è però, a differenza del caso dei tubi in bianco e nero, un altro problema che è tipico dei cinescopi a colori. In questo caso gli errori di convergenza ai bordi dell'immagine non sono dovuti solamente alla superficie quasi piana dello schermo, ma anche alla posizione dei tre cannoni: questi infatti non si trovano sull'asse del tubo o dello schermo, bensì eccentrici ed in posizione diversa. Come abbiamo visto essi sono inclinati verso l'asse e ciò è causa di una distorsione di tipo trapezoidale, ogni cannone producendo una sua distorsione particolare.

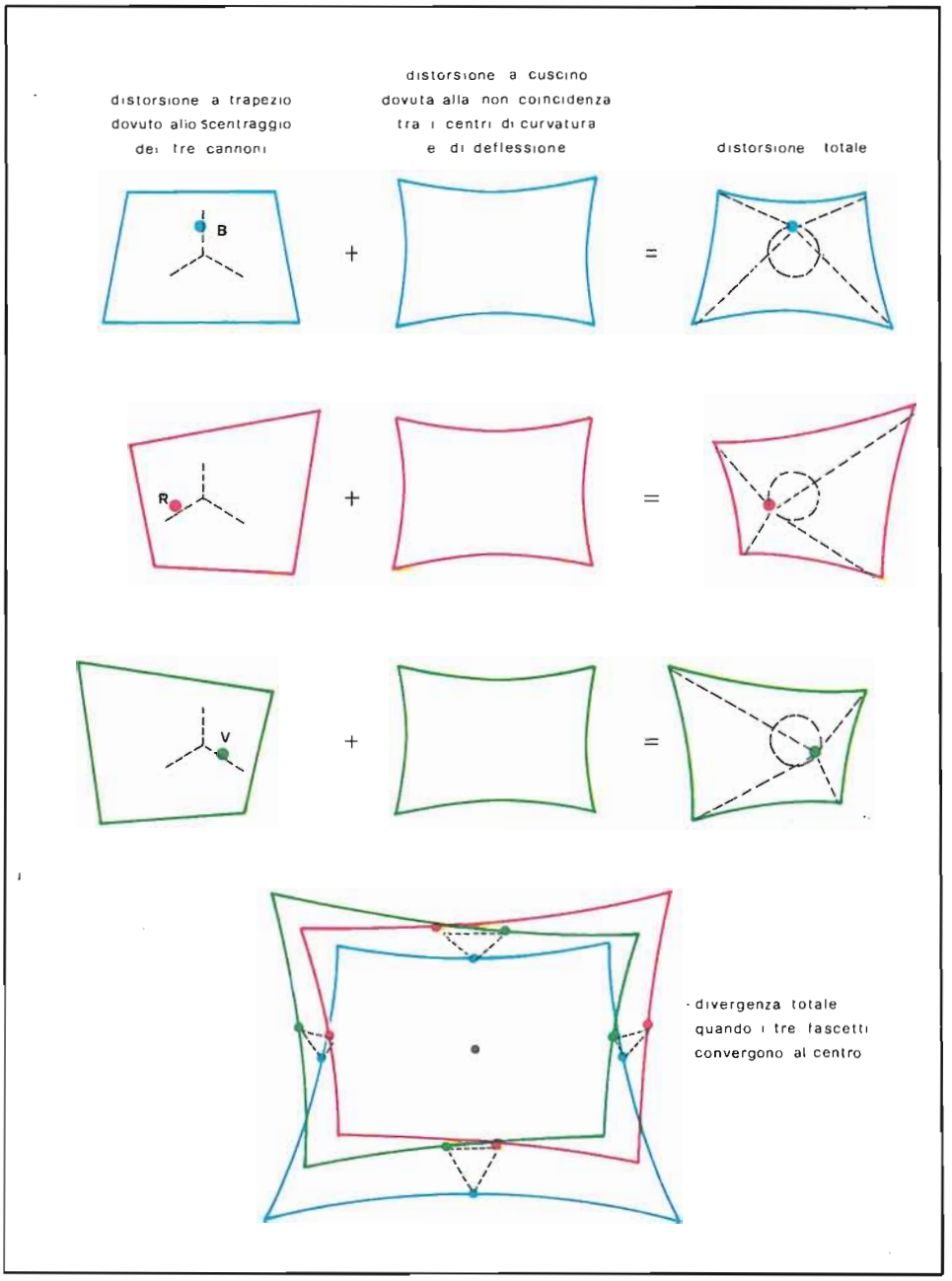


Fig. 4.10 - Errori di convergenza dinamica complessivi dovuti alla sovrapposizione delle distorsioni a trapezio e a cuscino.

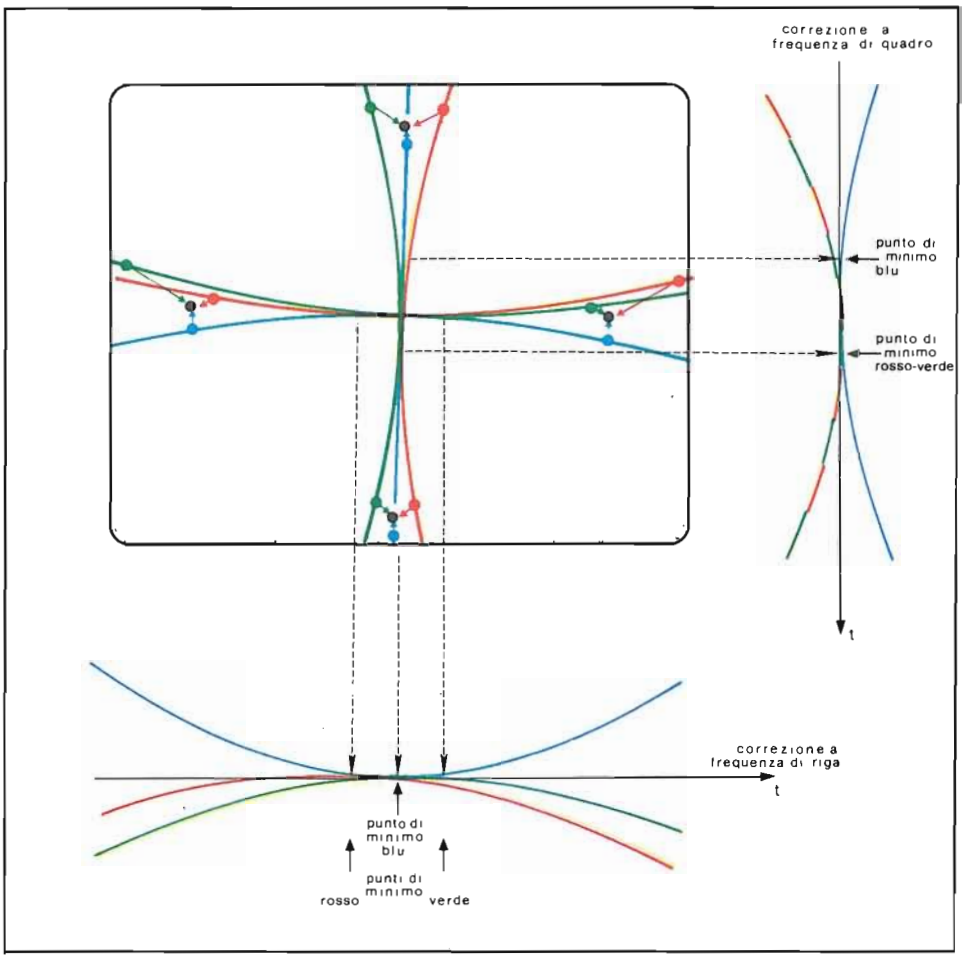


Fig. 4.11 - Errori di convergenza dinamica nelle due direzioni di deflessione e relative correnti paraboliche di correzione.

Consideriamo ad esempio in Fig. 4.10, il cannone blu, che si trova nella posizione normale, sopra l'asse del tubo ed è inclinato verso il basso: il percorso che il pennello elettronico deve fare per raggiungere i due angoli inferiori dello schermo è maggiore che per raggiungere i due angoli superiori: la distorsione trapezoidale si presenta perciò simmetrica rispetto ad un piano verticale passante per il centro dello schermo.

Se consideriamo invece il cannone del rosso (o del verde), si verifica una distorsione trapezoidale asimmetrica, poichè esso è spostato di 120° rispetto all'asse del tubo.

Il fascio elettronico del rosso, infatti, percorre un cammino più breve per raggiungere l'angolo inferiore sinistro e più lungo per raggiungere l'angolo superiore destro. Una distorsione asimmetrica, speculare a questa, è provocata dal cannone del verde.

Queste tre diverse distorsioni trapezoidali richiedono quindi una correzione che si ottiene ancora mediante una corrente, ora a variazione lineare, che crea un campo magnetico di compensazione: la forma d'onda opportuna di tale corrente è quella a dente di sega e con frequenza di riga o di quadro a seconda delle due direzioni di deflessione da compensare.

Combinando le correnti di forma parabolica (per la deformazione a cuscino) con quelle a dente di sega, nelle stesse bobine, si ottengono campi elettromagnetici variabili con cui si può correggere la convergenza dei fasci in modo da compensare tutti i tipi di distorsione (Fig. 4.11).

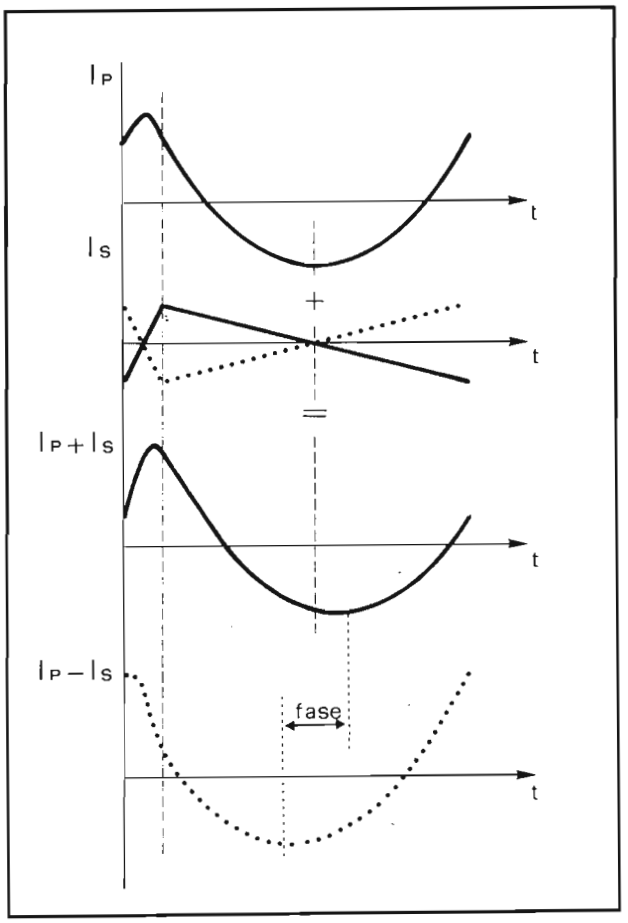


Fig. 4.12 - Spostamento del punto di zero di una corrente parabolica Ip a seguito della sua somma con una corrente a dente di sega Is.

La combinazione delle due forme d'onda parabolica e a dente di sega equivale ad uno spostamento del punto di zero della parabola, verso destra o verso sinistra, a seconda dell'inclinazione del dente di sega, nella direzione ortogonale all'asse di simmetria della parabola (Fig. 4.12). Perciò la correzione totale della convergenza dinamica, per la compensazione sia della distorsione a cuscino che di quelle trapezoidali, richiede che, in entrambi le direzioni di deflessione, debbano essere regolati l'ampiezza e il punto di zero delle correnti di correzione per ogni cannone. Sono necessari di conseguenza dodici comandi di regolazione, quattro per ciascun cannone: ampiezza e punto di minimo, per la deflessione orizzontale e per quella verticale.

4.3.5. - Regolazioni della purezza del colore

L'immagine finale a colori del tubo tricromico a maschera forata può essere considerata come sovrapposizione di tre quadri separati, ciascuno formato con il fosforo di colore primario, cioè un quadro rosso, uno verde ed uno blu. Bloccando i fasci elettronici di due cannoni, essendo attivato solo un tipo di fosforo, si vedrà un'immagine di un solo colore. Se alla griglia controllo di questo unico cannone elettronico funzionante non vi sono segnali di modulazione, il quadro dovrebbe apparire di un colore uniforme su tutto lo schermo.

La *purezza* del colore è indicata allora dalla sua uniformità su tutta la superficie dello schermo: essa risulterà massima quando il fascio elettronico, dopo aver attraversato i fori della maschera, andrà a colpire esattamente al centro ogni area puntiforme del fosforo del giusto colore.

Il metodo già descritto di deposizione dei fosfori, cioè il procedimento fotografico con la maschera e le opportune correzioni, dovrebbe assicurare la corrispondenza esatta dei tre fasci elettronici con i relativi punti di fosforo. In pratica però i centri di deflessione dei tre fasci non vengono sempre a coincidere realmente con i punti ove si trovava la sorgente luminosa usata per la proiezione e la formazione del mosaico. Ciò è essenzialmente dovuto ad un montaggio non perfetto del complesso dei tre cannoni rispetto al sistema maschera-schermo.

Inoltre i punti di deflessione dei fasci elettronici dipendono anche dal preciso posizionamento delle bobine di deflessione che vengono sistemate esternamente sul collo del tubo, cosa non sempre verificata.

Per i motivi sopra detti, può accadere che i fasci elettronici incontrino la maschera con angoli di incidenza diversi da quelli corretti e quindi colpiscano punti di fosfori errati. In tali casi si usa parlare anche di errori di *atterraggio* dei fasci elettronici sui fosfori. Pertanto bisognerà provvedere a correggere le cause di errore di purezza per mezzo di opportune regolazioni con dispositivi esterni al cinescopio.

La correzione del primo tipo di errore, cioè il montaggio dei cannoni, viene

ottenuta mediante magneti, detti di purezza, costituiti da due dischi magnetizzati lungo un diametro ed inseriti sul collo del tubo. La rotazione dei due anelli, l'uno rispetto all'altro modifica l'intensità del campo magnetico internamente al collo, mentre la loro rotazione contemporanea modifica la direzione del campo (Fig. 4.13). E' così possibile deviare i tre fasci elettronici in modo da far loro assumere contemporaneamente le posizioni, rispetto al campo di deflessione, corrispondenti alle sorgenti luminose usate nel processo di deposizione dei fosfori. In questo modo, attraversato il foro della maschera, ciascun fascetto elettronico cade sul punto di fosforo del colore che gli compete, verificandosi così un perfetto atterraggio.

Il secondo caso di mancanza di purezza è dovuto ad un inesatto posizionamento delle bobine di deflessione. Infatti l'angolo di incidenza sullo schermo del fascio elettronico è determinato anche dal centro di deflessione dei fasci: pertanto occorre regolarne la posizione e quindi quella delle bobine di deflessione. A tale scopo il complesso delle suddette è provvisto di mezzi per un loro spostamento preciso: in genere è previsto uno spostamento totale, lungo l'asse del tubo, di circa 10 mm (Fig. 4.14).

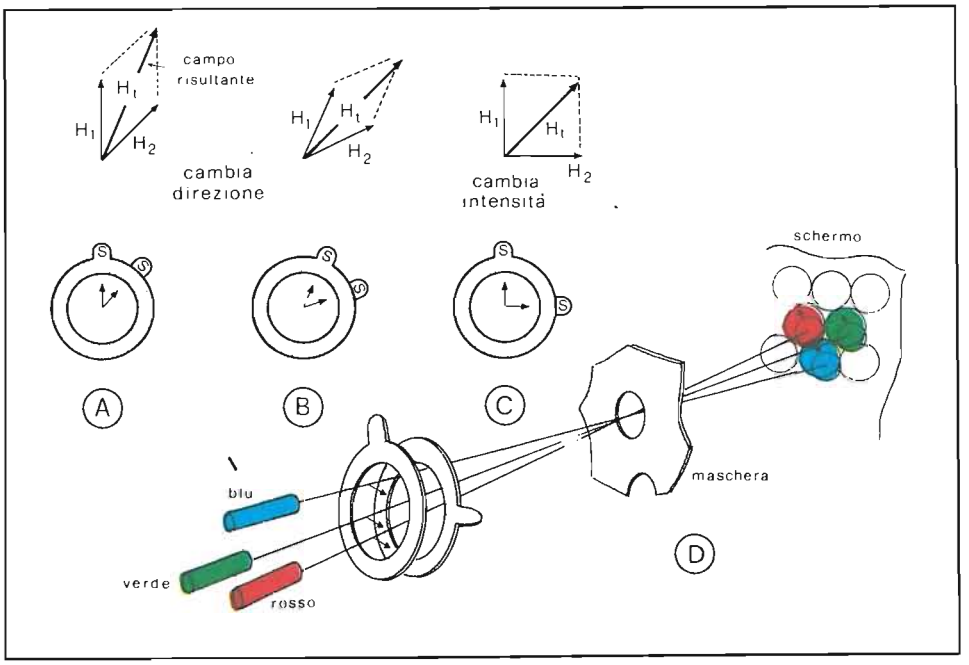


Fig. 4.13 - Composizione dei campi prodotti da due anelli magnetizzati (A); modificazione della direzione (B) e dell'intensità (C) del campo risultante e suo effetto sui tre fasci (D).

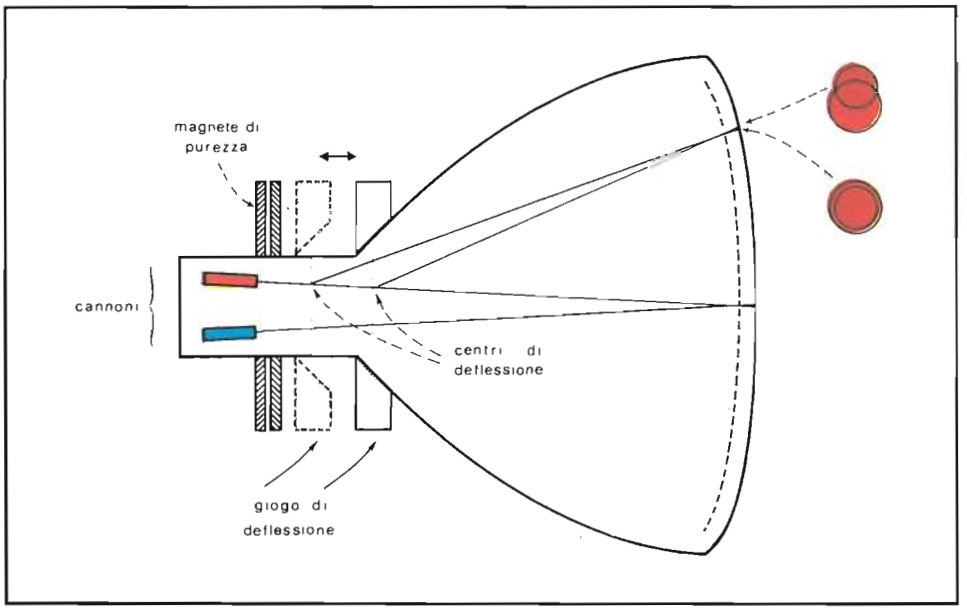


Fig. 4.14 - Effetto dello spostamento del centro di deflessione sulla purezza.

4.3.6. - Influenza di campi magnetici esterni sulla purezza dei colori

Il cinescopio a maschera forata è particolarmente sensibile ai campi magnetici esterni. E' questo un fatto assolutamente non trascurabile, in quanto essi possono costituire un'ulteriore causa di deviazione indesiderata delle traiettorie dei tre fasci elettronici, impedendo con ciò che ciascuno di essi vada a centrare il rispettivo punto di fosforo.

Il più importante e sempre presente dei campi magnetici esterni è ovviamente quello terrestre; inoltre possono sussistere campi prodotti da elementi interni al ricevitore TV e da apparecchi elettrodomestici, se il televisore si trova in casa. E' perciò necessario che il cinescopio sia protetto da uno schermo magnetico, che di norma viene posto attorno al cono del tubo: esternamente nei vecchi modelli, internamente in quelli di produzione più recente.

Il materiale che costituisce lo schermo dovrebbe essere, per ottenere la massima efficienza, ad elevata permeabilità magnetica. Ma, l'alto costo di un tale tipo di materiale ha fatto preferire l'uso di uno schermo di acciaio laminato a freddo, che ha un comportamento magnetico caratterizzato da uno stretto ciclo d'isteresi, combinato con un'azione smagnetizzante allo scopo di annullare la magnetizzazione residua.

Questa azione è necessaria anche per la presenza delle parti in ferro nel tubo o nel ricevitore TV e deve essere effettuato prima di ogni altra regolazione del cinescopio. Tale operazione consiste nel portare alla saturazione tutte le parti presenti (bobine, magneti e schermi) con un campo magnetico alternativo che in seguito viene ridotto gradualmente a zero.

La Fig. 4.15 rappresenta l'effetto prodotto da un campo magnetico alternativo, di ampiezza decrescente, su un materiale ferromagnetico. Come si può notare, facendo descrivere al materiale una successione di cicli d'isteresi sempre più piccoli, si ottiene la riduzione progressiva del valore di induzione magnetica residua fino al suo completo annullamento (smagnetizzazione). La tecnica usata nel cinescopio tricromico è esattamente la stessa impiegata nella cancellazione delle registrazioni magnetiche sui nastri.

La smagnetizzazione, nei primi ricevitori, era ottenuta normalmente mediante un solenoide alimentato dalla rete e spostato dall'operatore vicino allo scher-

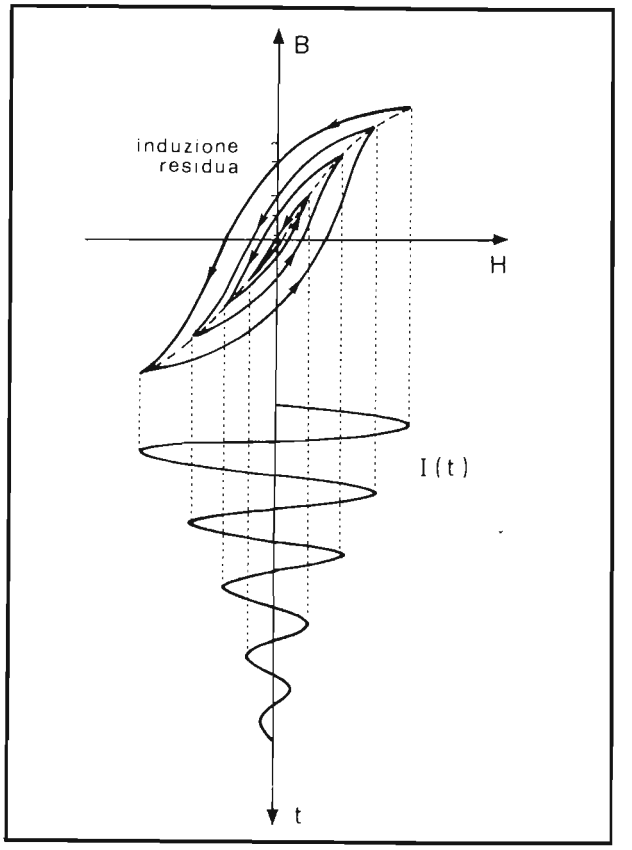


Fig. 4.15 - Smagnetizzazione delle parti ferromagnetiche del cinescopio per mezzo di una corrente alternata decrescente.

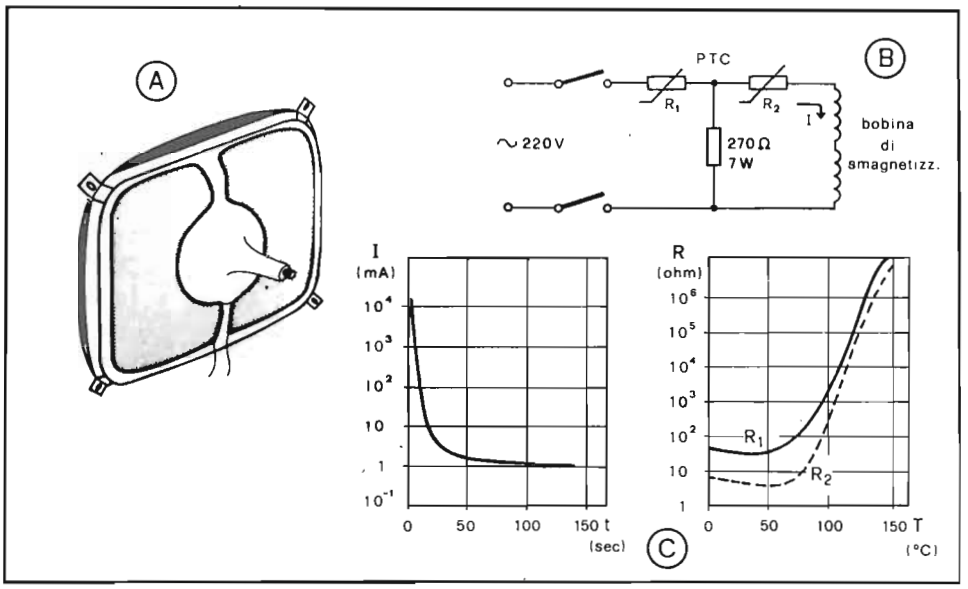


Fig. 4.16 - Posizione delle bobine di smagnetizzazione (A), circuito di smagnetizzazione (B) e caratteristiche dei termistori (C).

mo del tubo, secondo linee circolari, poi lentamente allontanato fino ad una distanza di oltre 2 metri.

In seguito si è trovata una soluzione più comoda che consiste nel fissare questa bobina internamente allo schermo magnetico applicato sul cono del tubo. Si tratta di un sistema automatico di smagnetizzazione che dà migliori risultati e soprattutto permette di ripetere l'operazione ogni volta che si accende l'apparecchio TV. E' così possibile ottenere la smagnetizzazione facendo circolare nella bobina una corrente alternata di valore inizialmente elevato e che, successivamente, viene fatta decrescere fino a zero o ad un valore di intensità trascurabile, in alcuni secondi. A tal fine vengono usati dei termistori (resistori di valore variabile con la temperatura) associati ad una resistenza, collegati, ad esempio, secondo lo schema di Fig. 4.16 B. Ivi i due termistori (del tipo e coefficiente di temperatura positivo, PTC) sono collegati in serie tra loro e con la bobina di smagnetizzazione. All'atto dell'accensione, la bobina è percorsa da una corrente alternata molto intensa (5 App) che inizia a riscaldare i due termistori per effetto Joule provocando l'aumento della loro resistenza. Dopo pochi secondi, la corrente nel ramo della bobina decresce, mentre continua a circolare nel ramo formato dal primo PTC e dalla resistenza, assicurando con ciò il riscaldamento del primo termistore e quindi anche del secondo, i due essendo accoppiati termicamente. L'andamento della corrente nella bobina, in funzione del tempo, è riportato in Fig. 4.16 C. Nel circuito descritto è indispen-

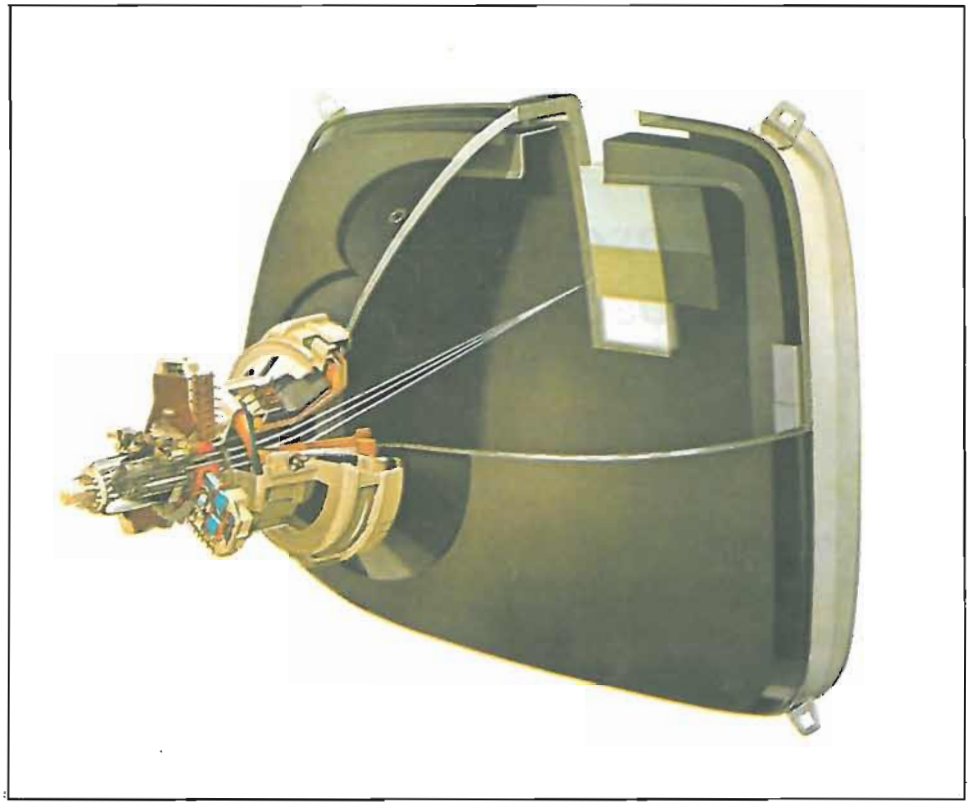


Fig. 4.17 - Sezione di un cinescopio a maschera forata (Philips).

sabile mantenere spento l'apparecchio per circa 15 minuti prima che sia possibile la successiva smagnetizzazione: ciò al fine di permettere alla coppia di termistori di raggiungere la temperatura ambiente e quindi il minimo valore di resistenza.

L'efficienza della schermatura viene misurata dalla riduzione degli errori di atterraggio dei fasci elettronici; osserviamo che, mentre senza schermo, si possono avere in un tubo da 25'', errori variabili da 25 a 40 micron, con lo schermo tali valori vengono ridotti a meno di 5 micron e, solo nel caso di campo terrestre assiale, a circa 20 micron.

La posizione dei vari accessori sul collo del cinescopio tricromico con cannoni a delta è riportata in Fig. 4.17. Lo schermo magnetico, esterno per i cinescopi a 90°, è stato inserito all'interno dell'ampolla per quelli a 110°.

CAPITOLO QUINTO

Il cinescopio tricromico a maschera fessurata

5.1. - Introduzione

In questi ultimi anni il cinescopio tricromico a maschera forata ha subito alcune modificazioni, limitatamente alle tecniche costruttive, che ne hanno migliorato le caratteristiche di stabilità meccanica ed elettrica; tali modifiche non hanno comunque semplificato sufficientemente il complesso sistema di circuiti e regolazioni necessari per garantire una riproduzione accettabile.

La criticità del sistema, ricordiamo, è conseguenza della particolare disposizione a delta dei tre cannoni elettronici e, quindi, dei fosfori sullo schermo. Infatti, ogni minima deviazione in qualunque verso di un fascetto può dare luogo ad errori di *purezza* (quando esso va a colpire fosfori di altro colore) o di *convergenza* (quando esso colpisce fosfori del colore giusto ma appartenenti ad altre triadi). Inoltre, la disposizione a delta dei cannoni, che non permette a nessuno dei tre fasci di passare per il centro di deflessione, rende necessario introdurre complicate leggi di compensazione nel sistema di deflessione *(correzioni di convergenza dinamica)* che, a loro volta, causano aberrazioni dei fascetti.

Così come nei dispositivi ottici, anche nei sistemi di deflessione si presentano deformazioni nelle immagini ricostruite, che possono attribuirsi:

- alla curvatura di campo,
- all'astigmatismo,
- al coma.

Nei cinescopi con cannoni a delta ciascuno dei tre fascetti, dopo essere stato deflesso, presenta distorsioni diverse dagli altri; quindi non è possibile ottenere una loro perfetta sovrapposizione (convergenza).

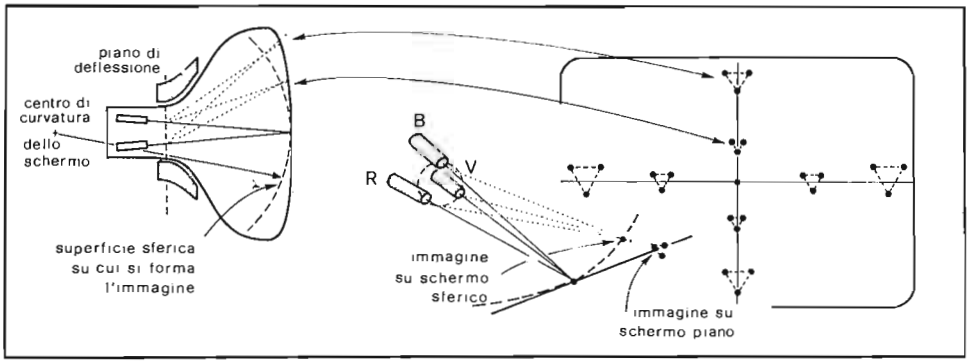


Fig. 5.1 - Errori di atterraggio dei tre fasci per effetto della curvatura di campo.

Analizziamo ora in dettaglio il significato e l'effetto delle distorsioni dei campi di deflessione sulla geometria dell'immagine.

La curvatura di campo è dovuta al fatto che l'immagine formata da un sistema magnetico di deflessione (analogamente al caso della lente) giace su una superficie sferica che ha raggio pari alla distanza tra il centro di deflessione e quello dello schermo (Fig. 5.1). Nel caso del cinescopio con cannoni a delta i punti di impatto dei tre fasci saranno coincidenti al centro, mentre si disporranno secondo i vertici di un triangolo equilatero negli altri punti dello schermo. L'entità della distorsione crescerà con l'aumento della distanza dal centro.

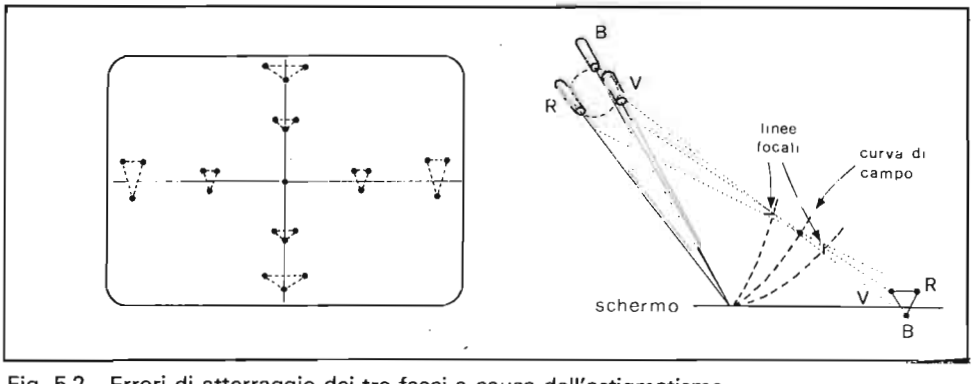


Fig. 5.2 - Errori di atterraggio dei tre fasci a causa dell'astigmatismo.

L'astigmatismo è un difetto che si manifesta con la presenza di piani focali diversi nelle due direzioni di deflessione, uno disposto anteriormente e l'altro posteriormente alla superficie sferica (dovuta alla curvatura di campo) di messa a fuoco. Se per uno spostamento orizzontale la linea focale verticale è più vicina allo schermo, allora, l'azione combinata dell'astigmatismo e della curvatura di campo porta ad una deformazione dei triangoli visti precedentemente, che ora divengono isosceli: nel caso di astigmatismo supposto, essi avranno l'aspetto indicato in Fig. 5.2.

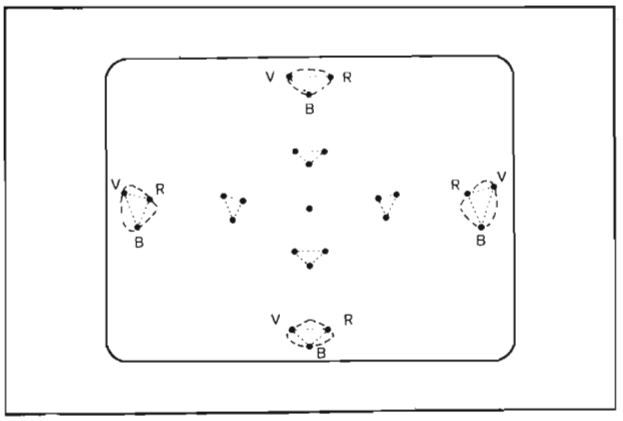


Fig. 5.3 - Errori di atterraggio dei tre fasci per effetto del coma.

Il coma è un difetto la cui denominazione è derivata, in ottica, dall'aspetto simile ad una cometa che assume l'immagine di un punto oggetto posto fuori dall'asse del sistema ottico. Nel caso del cinescopio con cannoni a delta, tale difetto si manifesta come spostamento maggiore del fascetto del blu rispetto a quelli del rosso e del verde, nella direzione della deflessione. L'effetto del coma sulla forma dei triangoli di atterraggio è riportato in Fig. 5.3.

Dei tre difetti analizzati, la curvatura di campo è indubbiamente il più importante e quindi va considerato come causa principale degli errori di convergenza che si manifestano nei cinescopi tricromici.

Da quanto si è visto appare evidente che un decisivo passo avanti nella semplificazione dei problemi di convergenza è realizzabile solo modificando radicalmente la posizione dei cannoni (ovvero dei fascetti), la disposizione dei fosfori ed i sistemi di focalizzazione e di deflessione dei fascetti. Ciò può essere realizzato in pratica come segue:

- disponendo i fosfori secondo strisce verticali a colori alternati ed usando una griglia di selezione cromatica a fessure verticali; in questo modo ogni

spostamento verticale dei tre fascetti non si traduce in errore di convergenza né di purezza e perciò le sole correzioni dinamiche richieste si riferiscono alla deflessione in senso orizzontale;

- facendo uso di tre fascetti in linea (disposti su un piano orizzontale), prodotti da tre cannoni o da un cannone dotato di tre catodi, in modo da ottenere un sistema congruente con la disposizione dei fosfori;
- impiegando gioghi di deflessione in grado di produrre campi magnetici con caratteristiche ben definite e costruiti con tecniche in grado di assicurare limitatissime tolleranze di fabbricazione;
- facendo un uso opportuno dell'astigmatismo dei campi di deflessione, al fine di assicurare la convergenza dei tre fascetti anche in condizioni dinamiche.

In relazione al primo punto è opportuno ricordare che l'azione disturbante del campo magnetico terrestre (che ha componente prevalentemente orizzontale) si manifesta con deviazioni in senso verticale e, quindi, non dà luogo ad alcuna conseguenza in termini di purezza.

I vantaggi che si possono ottenere sfruttando gli altri due punti indicati, risultano facilmente comprensibili se si fa riferimento alla Fig. 5.4. Ivi è rappresentata la situazione derivata da quella indicata in fig. 5.2 nel caso venga aumentato l'astigmatismo presentato dal campo di deflessione orizzontale e invertito di segno quello manifestato dal campo di deflessione verticale. Se l'entità di queste aberrazioni viene accresciuta, si può raggiungere la simultanea sovrapposizione dei punti d'impatto del verde e del rosso ma a spese di un ulteriore allontanamento del blu.

Se quanto detto viene applicato ad un cinescopio dotato di cannoni, o fascetti, allineati (per il quale i tre punti d'impatto del rosso, del verde e del blu

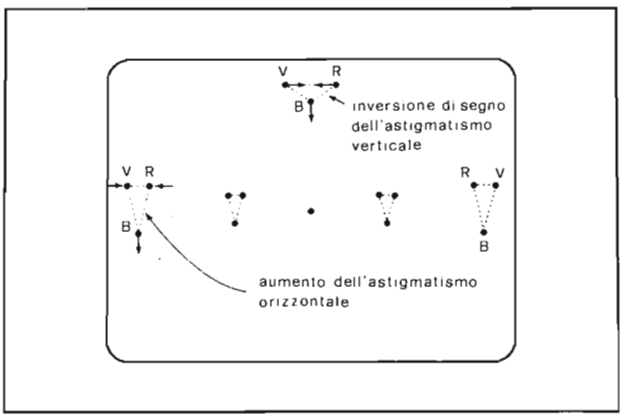


Fig. 5.4 - Modificazione dei punti di atterraggio dei tre fasci nel caso venga aumentato l'astigmatismo del campo di deflessione orizzontale e invertito di segno quello presentato dal campo di deflessione verticale.

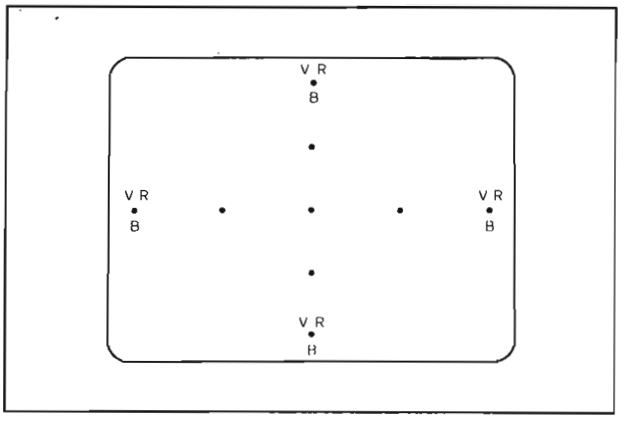


Fig. 5.5 - Situazione riportata in Fig. 5.4 nel caso di fasci disposti su un piano orizzontale.

stanno sulla stessa linea), si comprende come l'introduzione di un forte astigmatismo nella deflessione orizzontale ed uno di pari entità, ma di segno opposto, in quella verticale, porti alla convergenza automatica dei tre punti d'impatto su tutto lo schermo (Fig. 5.5).

I risultati dell'analisi fatta hanno indirizzato i costruttori verso lo studio e lo sviluppo di cinescopi dotati di fasci complanari, fosfori disposti a strisce verticali e maschere di selezione cromatica a fessure pure verticali. Contemporaneamente sono state sviluppate tecnologie costruttive in grado di assicurare, da parte dei gioghi, la produzione di campi magnetici con distribuzione spaziale molto precisa delle linee di forza (gioghi a sella multisezione o toroidali).

Il primo cinescopio, del tipo detto, apparso sul mercato già nel 1968, è stato il *Trinitron* (Sony Corporation). Successivamente, all'inizio degli anni settanta, i costruttori europei hanno iniziato la produzione di due nuovi cinescopi, denominati *Precision In-Line* e *In-Line,* a tre fasci complanari il primo e a tre cannoni in linea il secondo.

5.2. - Il Trinitron

Il *Trinitron* è un cinescopio nel quale il compito di produrre tre fascetti complanari è affidato ad un particolare cannone elettronico dotato di tre catodi distinti e di un unico sistema ottico-elettronico, per la focalizzazione e l'accelerazione simultanea dei tre fasci. Questi ultimi vengono emessi dai tre catodi secondo direzioni tali da incrociarsi al centro della lente elettronica di focalizzazione. In questo modo è possibile usare una lente di notevole apertura che, come noto dall'ottica, introduce modeste aberrazioni: il risultato è un'ottima focalizzazione dei tre fascetti elettronici su tutta la superficie dello schermo.

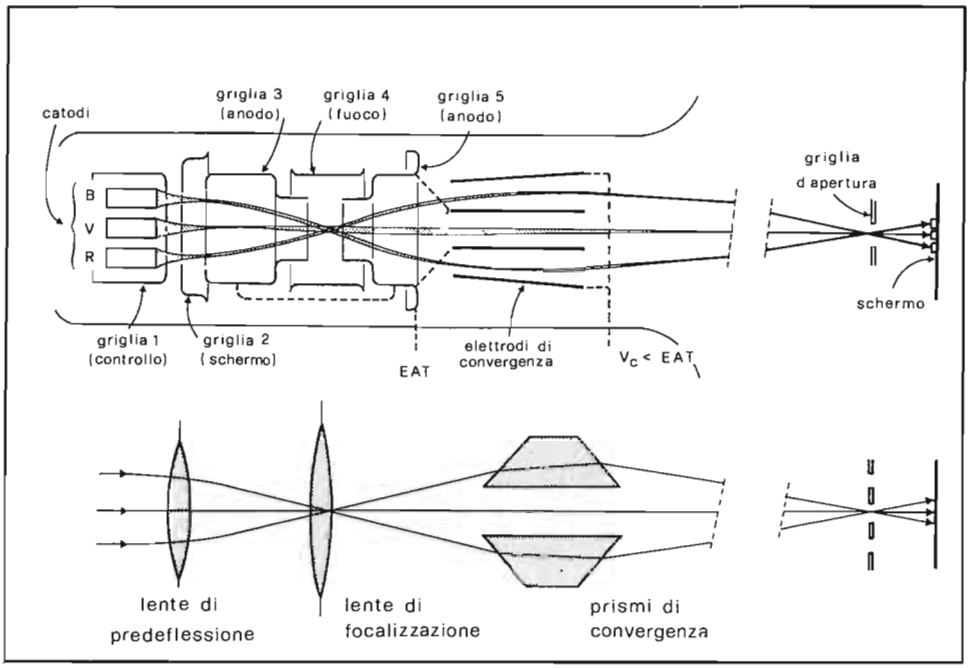


Fig. 5.6 - Sezione del cannone elettronico del cinescopio Trinitron e suo equivalente ottico.

I fasci esterni, che emergono dalla lente elettronica di focalizzazione, risultano divergenti in senso orizzontale. Per modificare la loro traiettoria, senza introdurre aberrazioni, si fà uso di due deflettori elettrostatici (equivalenti ai prismi ottici) che hanno il compito di far convergere i tre fascetti al centro dello schermo.

La Fig. 5.6 riporta la sezione del cannone elettronico usato nel *Trinitron* ed il suo equivalente ottico. Tale cannone è del tipo unipotenziale (lo stesso usato nei cinescopi in bianco e nero) così detto perché nella fase di focalizzazione dei tre fascetti non si ha riduzione di velocità degli elettroni (potenziale dell'elettrodo d'entrata della lente uguale a quello dell'elettrodo d'uscita). Per la regolazione del fuoco si usa perciò una tensione di 0÷300 V che ovviamente si produce in modo più semplice e meno oneroso dei 3.500-4.500 V richiesti dalla lente bipotenziale usata nei cinescopi con cannoni a delta.

Dei tre fasci, quello focalizzato in modo migliore risulta naturalmente il centrale. Per questo motivo, tenendo conto anche della sensibilità cromatica dell'occhio, nel *Trinitron* il fascio centrale viene fatto urtare contro il fosforo verde mentre quelli laterali cadono sui fosfori rosso e blu.

La selezione dei colori, analogamente ai cinescopi con cannoni a delta, è affidata ad una maschera, in questo caso detta *griglia di apertura,* che consiste in un gran numero di fenditure verticali formate, per incisione chimica, su una lastra d'acciaio. La trasparenza della griglia d'apertura ai fasci elettronici è superiore di circa il 30% rispetto a quella presentata dalla maschera a fori circolari che equipaggia i cinescopi con cannoni a delta. Ciò comporta una maggiore luminosità delle immagini riprodotte dal *Trinitron* ed una minore sollecitazione termica della griglia d'apertura. Quest'ultima però, a causa della sua struttura a

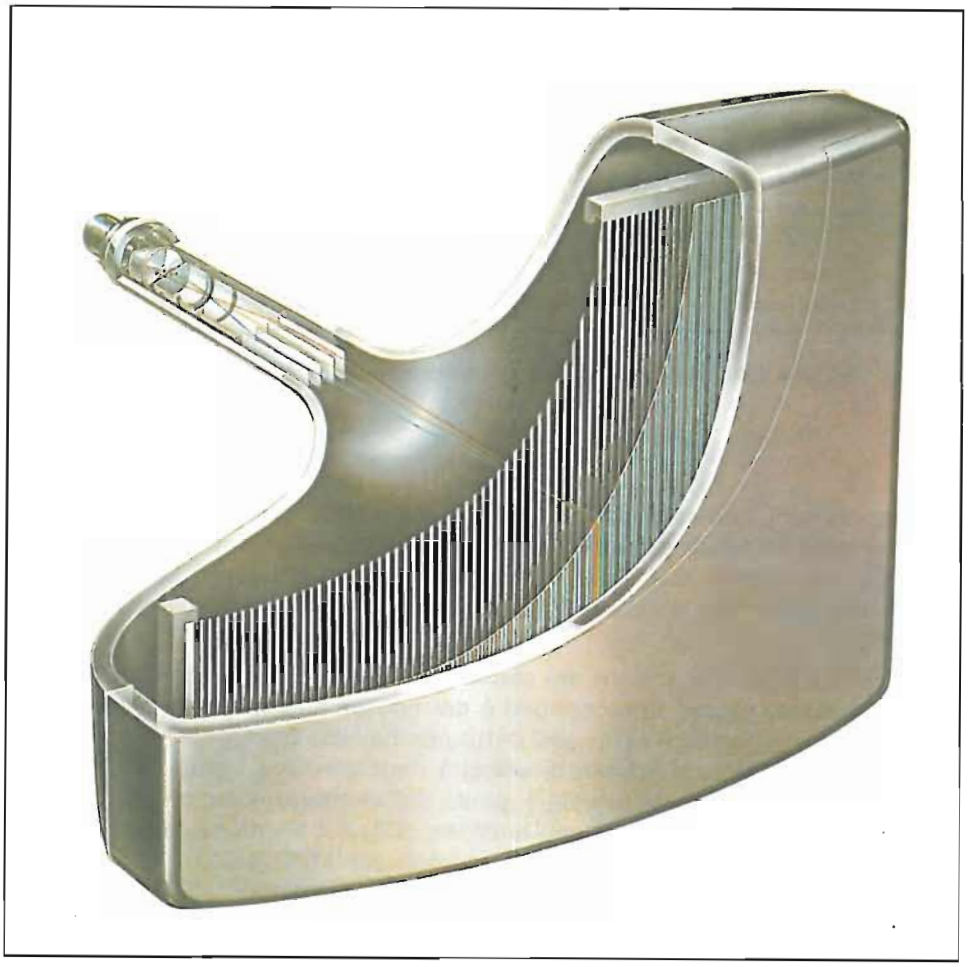


Fig. 5.7 - Sezione del cinescopio Trinitron (Sony).

fessure verticali, non può essere curvata in entrambe le direzioni di deflessione; in altri termini, per garantire una soddisfacente stabilità meccanica, si richiede che la curvatura della maschera risulti cilindrica, con asse verticale: tale è, ovviamente, pure la forma dello schermo del *Trinitron.*

In Fig. 5.7 è riportata la sezione del cinescopio *Trinitron* di 20" e 114° di deflessione, che equipaggia i televisori Sony mod. KV-2000 ET.

I circuiti di convergenza dinamica, necessari per garantire un'ottima sovrapposizione dei tre *rasters* su tutto lo schermo, sono realizzati facendo uso di campi correttori, che intervengono solo sui due fasci laterali. Essi sono generati per mezzo di due elettromagneti a forma di "U" nelle cui bobine circolano correnti di andamento parabolico, a frequenza di riga e di quadro, di ampiezza regolabile.

La convergenza statica orizzontale al centro è raggiungibile modificando la differenza di potenziale che esiste fra gli elettrodi centrali del primo deflettore e quelli laterali, questi ultimi trovandosi sempre ad un potenziale leggermente inferiore ai primi. In Fig. 5.8 è riportato lo schema elettrico della parte di circuito preposta a questa regolazione. La EAT è generata nel modo usuale per mezzo di un moltiplicatore di tensione, il cui funzionamento verrà descritto in modo particolareggiato nel capitolo decimo. Sull'ultimo condensatore del moltiplicatore è collegato un potenziometro al cui cursore è disponibile una tensione in-

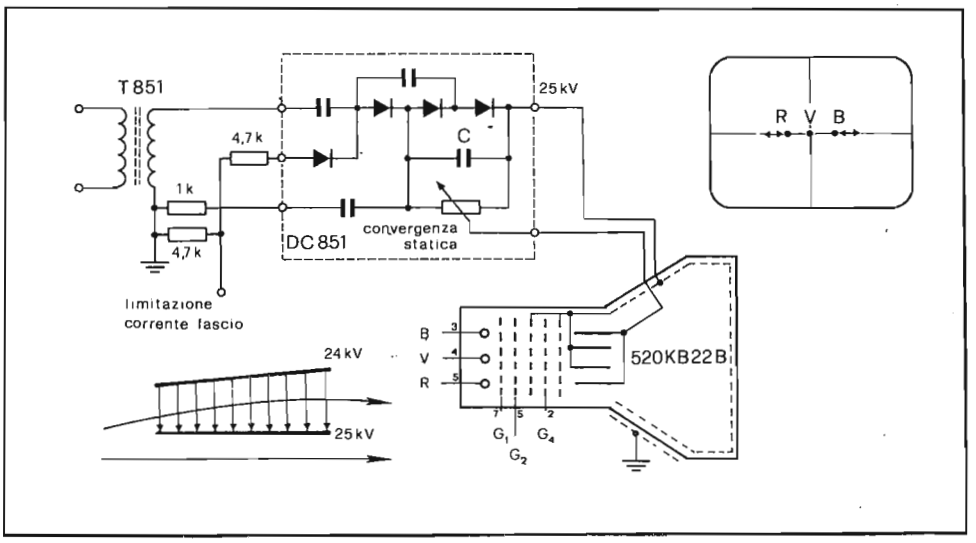


Fig. 5.8 - Circuito per la regolazione della convergenza statica del cinescopio Trinitron (Sony).

feriore alla EAT, applicata agli elettrodi esterni dei due prismi di deflessione. Viene a formarsi così un campo di pre-deflessione la cui azione si manifesta con un incurvamento della traiettoria dei fascetti laterali verso l'asse del sistema. Se la differenza di potenziale applicata tra gli elettrodi è quella corretta, i fasci esterni andranno a cadere al centro in punti coincidenti tra loro e con quello del fascio verde centrale.

5.3. - Cinescopio In-Line

Nel cinescopio *In-Line,* si fa uso di tre cannoni elettronici affiancati che giacciono su uno stesso piano orizzontale. La maschera forata per la selezione cromatica, presentando fessure verticali, è detta "fessurata" *(slot - mask);* la maggior trasparenza di questa maschera, rispetto a quella usata nel cinescopio tradizionale, permette di ottenere immagini più luminose e quindi più contrastate. Il materiale luminescente dello schermo è depositato a strisce verticali, come nel *Trinitron,* permettendo con ciò di evitare gli errori di purezza in senso verticale. La Fig. 5.9 mette a confronto il nuovo metodo costruttivo con quello usato per il cinescopio a maschera forata. Anche nel cinescopio *In-line* i tre cannoni hanno assi debolmente convergenti (meno di 1°), al fine di garantire la convergenza al centro dello schermo.

Come si è detto, l'obiettivo di ridurre la complessità dei circuiti di convergenza era già stato in parte raggiunto nei televisori a 110° della seconda genera-

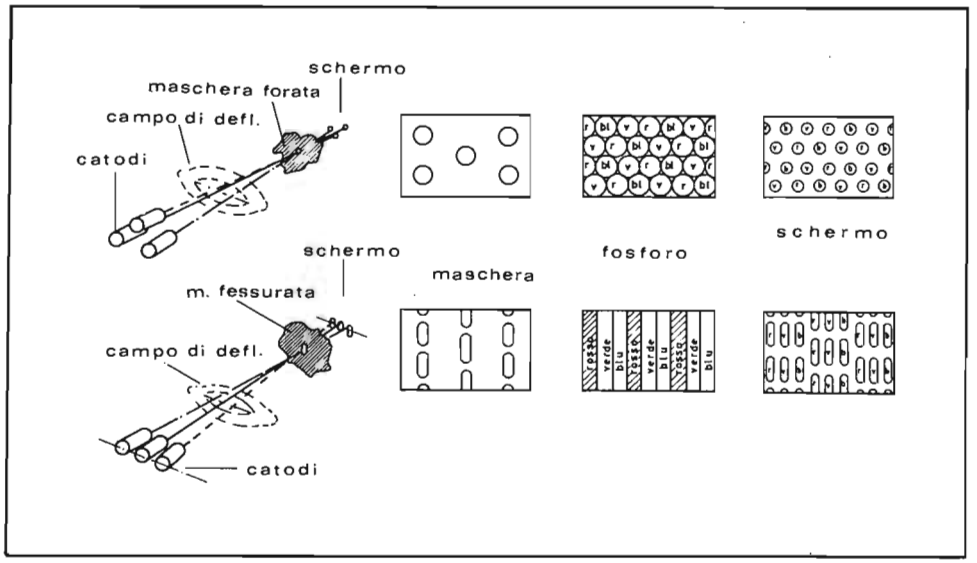


Fig. 5.9 - Confronto tra il cinescopio tricromico con cannoni a delta e in linea.

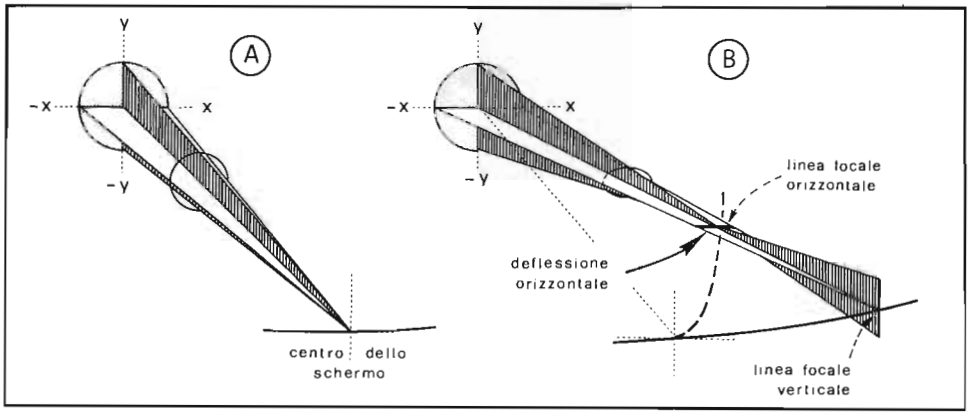


Fig. 5.10 - Deflessione astigmatica prodotta da un campo di deflessione non uniforme.

zione, grazie all'impiego di nuove tecniche di deflessione che si servivano di gioghi in grado di produrre campi magnetici di deflessione conformati, cioè con andamento spaziale fortemente dipendente dall'angolo di deflessione. Ciò richiedeva l'impiego di gioghi di deflessione con bobine multisezione a bassa tolleranza di fabbricazione. Con tutto ciò il numero di regolazioni richieste per la massa a punto statica e dinamica variava da 15 a 18.

Le stesse tecniche di deflessione a campo predeterminato sono usate anche nel cinescopio *In-Line*. In questo caso però, le regolazioni, che si riducono a sette, hanno il compito di correggere gli effetti delle pur limitate tolleranze di fabbricazione, essendo, come si è già detto, il sistema *In-Line*, di per sé, autoconvergente.

Ricordiamo brevemente tale tecnica, già accennata al paragrafo 5.1, facendo riferimento alla Fig. 5.10: consideriamo un fascio conico di raggi di elettroni originati dal centro di deflessione e convergenti, in assenza di campi magnetici di deflessione, al centro dello schermo del cinescopio. Se tale fascio viene interessato da un campo magnetico uniforme (Fig. 5.11 A) di deflessione, avrà luogo uno spostamento di tutto il cono secondo una direzione normale a quella del campo, pur mantenendosi unico il punto di convergenza. Questo tipo di deflessione, a causa della superficie quasi piana dello schermo, porta ai ben noti errori di convergenza. Se ora introduciamo delle disuniformità nel campo magnetico (ad esempio come in Fig. 5.11 B), ha luogo il fenomeno dell'astigmatismo: non esisterà più un punto di convergenza, ma i raggi elettronici si incontreranno lungo due *linee focali*, a 90° tra loro, poste al di qua e al di là del precedente punto di convergenza. La distanza che separa le due linee dipende dall'entità della deformazione del campo di deflessione.

Introducendo deformazioni di tipo opposto (Fig. 5.11 C) è possibile invertire la posizione delle linee focali e quindi l'effetto.

Vediamo ora le conseguenze dell'astigmatismo prodotto dal campo magnetico orizzontale su tre raggi di elettroni complanari (Fig. 5.10 B). La linea focale verticale si riduce ad un unico punto nel quale convergono i tre raggi R, V, B e ciò perché, in questo caso, dal centro di deflessione non parte alcun raggio disposto lungo la verticale. Per fare in modo che il punto di convergenza dei tre raggi, situato sulla linea focale verticale, venga a trovarsi sullo schermo in qualsiasi punto della deflessione orizzontale, basterà progettare opportunamente le bobine di deflessione orizzontale.

Per analizzare l'effetto prodotto dall'astigmatismo sulla deflessione verticale, basta immaginare i tre cannoni allineati sull'asse Y. In questo caso la linea di fuoco normale a quella che unisce i cannoni si forma nella posizione "interna" e quindi molto lontano dalla maschera (o schermo).

Per raggiungere lo stesso risultato della deflessione orizzontale, bisognerà scambiare la posizione delle due linee focali e ciò si ottiene progettando le bobine verticali in modo che esse introducano un astigmatismo di polarità opposta a quello prodotto dalle bobine orizzontali *(configurazione a barilotto)*. Questo risultato può essere compreso facilmente osservando anche la Fig. 5.11 C. I tre fasci, deflessi in senso verticale, sono interessati da un campo magnetico che, a causa della deformazione ipotizzata, presenta una componente verticale non nulla per il blu ed il rosso: in particolare essa risulta diretta verso il basso per il blu e verso l'alto per il rosso. Ciò comporta, oltre alla deflessione verticale

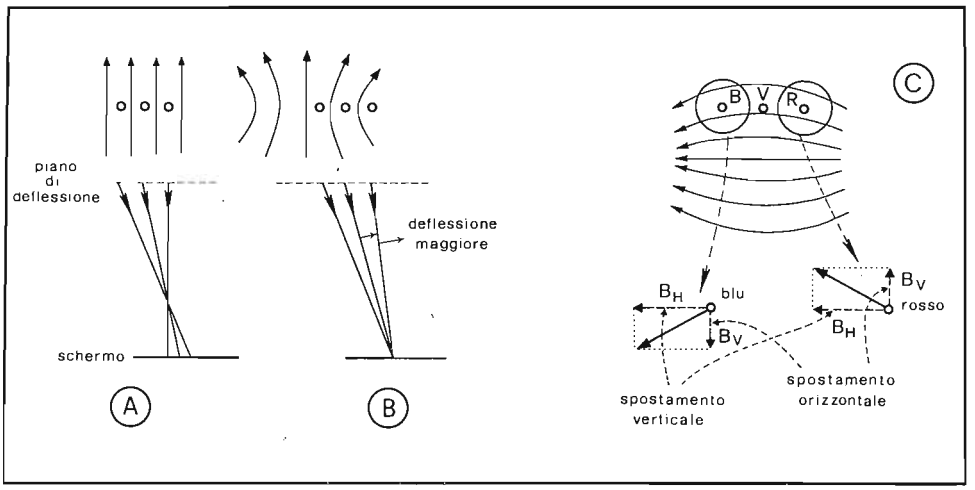


Fig. 5.11 - Un'opportuna configurazione a cuscino del campo di deflessione orizzontale (B) e a barilotto per quello verticale producono la convergenza dei tre fascetti sullo schermo.

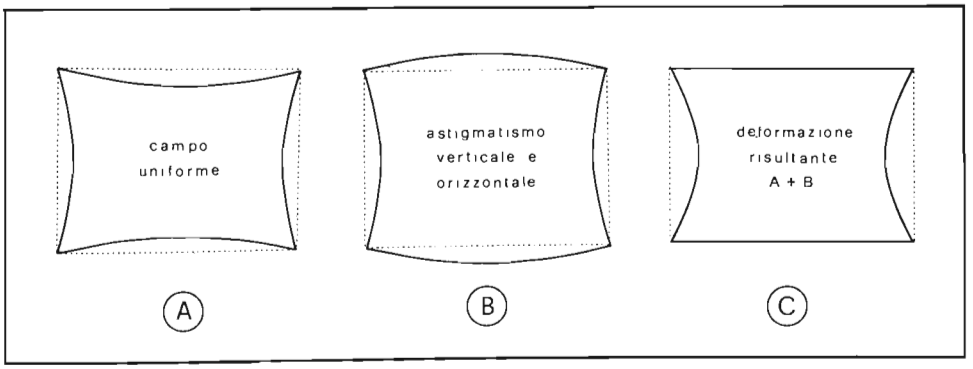


Fig. 5.12 - Deformazione risultante del raster (C) ottenuta per sovrapposizione di quella a cuscino (A) con quella conseguente all'astigmatismo dei campi di deflessione (B).

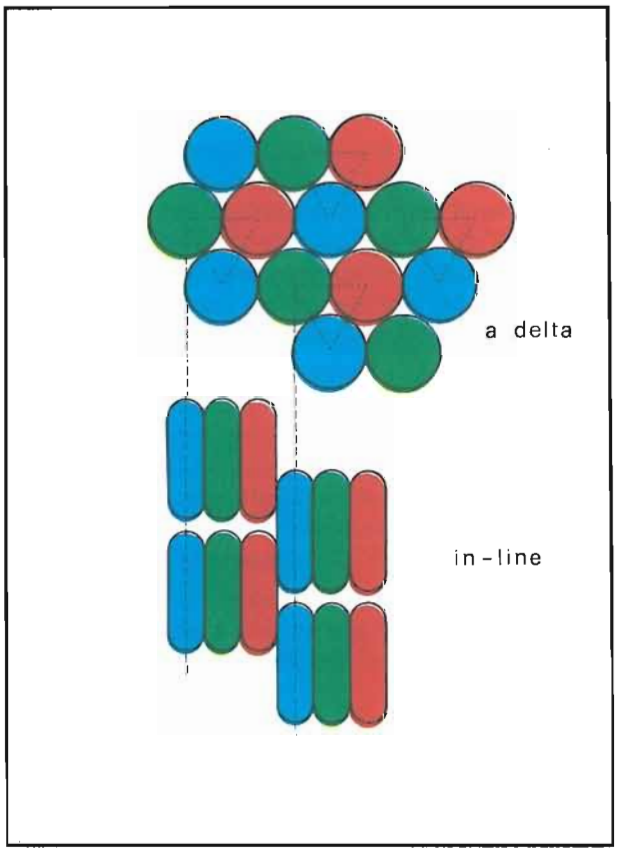


Fig. 5.13 - Confronto tra le triadi del cinescopio con cannoni a delta e quelle del cinescopio In-Line.

di eguale entità per i tre fasci, uno spostamento orizzontale per i due esterni, secondo versi opposti. Quindi, con un'adeguata conformazione del campo di deflessione verticale è così possibile far sovrapporre i tre fasci anche a seguito di spostamenti verticali.

In conclusione, per ottenere la convergenza automatica dei tre raggi complanari, basterà fare in modo che sullo schermo del cinescopio giacciano solo le linee focali verticali. A tal fine bisognerà che il campo magnetico di deflessione orizzontale abbia una accentuata configurazione a cuscino (Fig. 5.11 B) e quello verticale a barilotto (Fig. 5.11 C). Questa situazione è verificata dando alle spire delle bobine di deflessione una forma precisa e ben definita.

Il tipo di deformazione richiesto dai campi di deflessione per ottenere l'autoconvergenza produce un altro effetto. Come è noto, se la corrente di deflessione possiede un'ampiezza picco a picco costante e se il campo di deflessione è uniforme, a causa del fatto che lo schermo presenta un raggio di curvatura notevolmente superiore alla distanza che separa il centro dello schermo da quello di deflessione, si ha una deformazione del raster a cuscino (Fig. 5.12 A) che è tanto più pronunciata quanto più piatto è lo schermo e quanto maggiore è l'angolo di deflessione. Questa deformazione geometrica della figura veniva eliminata, nel caso del cinescopio a maschera forata, modulando la corrente di deflessione di riga e di quadro, per mezzo di trasduttori (correzioni E-O e N-S).

Nel cinescopio *In-Line* l'andamento del campo di deflessione, come si è detto, non è uniforme. Quello di quadro, in particolare, presenta una marcata deformazione a barilotto (addensamento delle linee di forza al centro e rarefazione ai lati), che si oppone alla deformazione dovuta alla curvatura di campo, in senso verticale, compensandola; infatti, per grandi angoli di deflessione, i tre fasci vanno ad interessare una zona a campo magnetico verticale debole (linee di forza rarefatte) e, quindi, vengono deflessi di meno.

Purtroppo, per gli stessi motivi, la distorsione del raster in senso orizzontale risulta aumentata. In Fig. 5.12 C è riportata la deformazione tipica manifestata dal raster in un sistema autoconvergente del tipo descritto, ottenuta sovrapponendo quella prodotta dal campo uniforme (A) e dall'astigmatismo di segno opposto (B). L'uso di un cinescopio *In-Line* associato ad un sistema di deflessione autoconvergente permette perciò di evitare la correzione N-S, ma richiede una correzione E-O più marcata.

Per una definitiva compensazione dell'errore a cuscino residuo nella direzione E-O, basta ricorrere ad una modulazione della corrente di deflessione orizzontale con una componente parabolica a frequenza di quadro.

5.4. - Il cinescopio per il sistema 20 AX (Philips)

Il cinescopio per il sistema 20 AX (A ..-500 X) si presenta, esternamente, come un normale cinescopio con cannoni a delta, a parte la minore lunghezza del

collo, dovuta all'uso di un sistema di cannoni che, per la mancanza di espansioni polari interne, sono più corti.

I tre fasci complanari sono prodotti da altrettanti connoni disposti in linea, dei quali, quello che produce il fascio per il verde sta al centro, mentre quelli del rosso e del blu si trovano ai lati del primo, leggermente inclinati verso l'asse. La posizione centrale del verde è conseguenza, come già detto per il *Trinitron,* della maggiore sensibilità presentata dall'occhio per questo colore e, quindi, dalla sua maggiore sensibilità agli errori di convergenza tra il rosso ed il verde, o tra il blu ed il verde, che tra il rosso ed il blu.

I catodi sono costruiti con una particolare tecnica che, riducendone la capacità termica ed aumentandone la conducibilità, permette un rapido riscaldamento; così è possibile ottenere l'immagine entro soli 5 secondi dall'accensione.

I tre cannoni elettronici sono stati costruiti con lo scopo di permettere la migliore focalizzazione dello *spot* su tutti i punti dello schermo. Già le caratteristiche del campo di deflessione autoconvergente sono tali da attuare una focalizzazione in senso orizzontale dei fascetti e una sovrafocalizzazione in senso verticale accompagnata da un alone. Per contenere questi ulteriori fenomeni sono stati adottati degli accorgimenti che introducono un astigmatismo di compensazione all'interno dei cannoni.

Nello schermo del cinescopio A ..-500 X i fosfori sono depositati sottoforma di striscette verticali affiancate. La selezione dei colori avviene per mezzo di una maschera dotata di fessure verticali: la lunghezza di queste e la loro distanza reciproca, nonché la larghezza delle strisce dei fosfori, sono scelte in modo da presentare la stessa finezza d'immagine offerta dai cinescopi con cannoni a delta. Per questo motivo (Fig. 5.13) la larghezza delle strisce verticali è circa la metà del diametro del luminoforo circolare (stessa distanza tra i centri di due triadi circolari e a strisce).

In Fig. 5.14 è riportata la struttura interna di un cinescopio *In-Line* del tipo descritto.

5.4.1. - Correzione delle tolleranze

Il sistema autoconvergente studiato richiede alcune correzioni che risultano indispensabili per compensare le inevitabili tolleranze ed asimmetrie di costruzione dei componenti usati (giogo, cinescopio, ecc.).

Le correzioni statiche sono realizzate con unità a magneti permanenti, montate sul collo del cinescopio. Quelle dinamiche sono invece introdotte o tramite avvolgimenti ausiliari disposti sul giogo di deflessione, oppure per mezzo di bobine, producenti campi magnetici variabili con legge opportuna, che interessano solamente i cannoni laterali (rosso e blu).

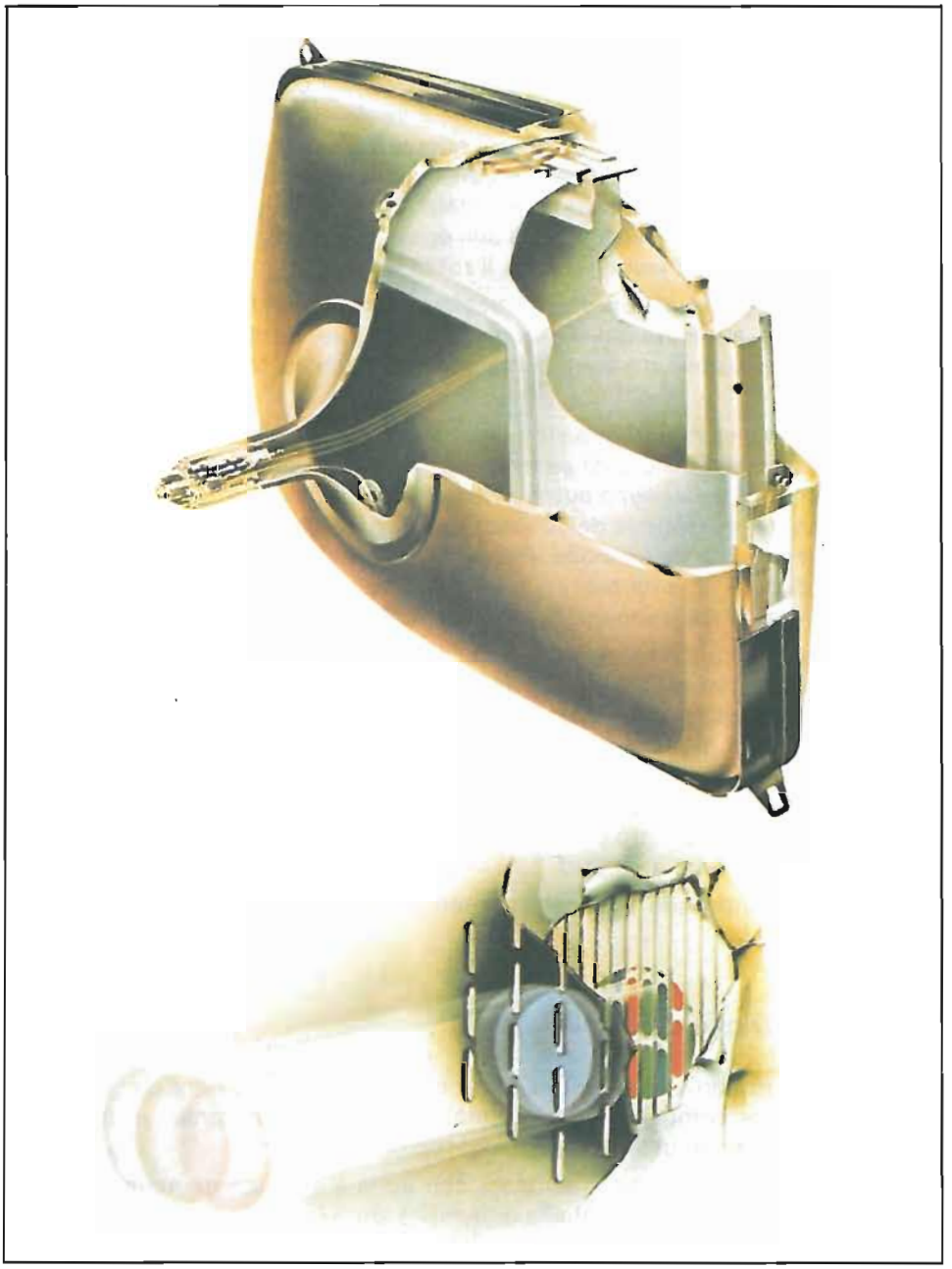


Fig. 5.14 - Cinescopio In-Line (Philips).

5.4.2. - Correzioni statiche

L'unità che provvede alle correzioni statiche del sistema *In-Line* 20 AX della Philips è formata da quattro magneti permanenti anulari di plastoferrite sistemati sul collo del cinescopio tra i cannoni ed il giogo di deflessione (Fig. 5.15).

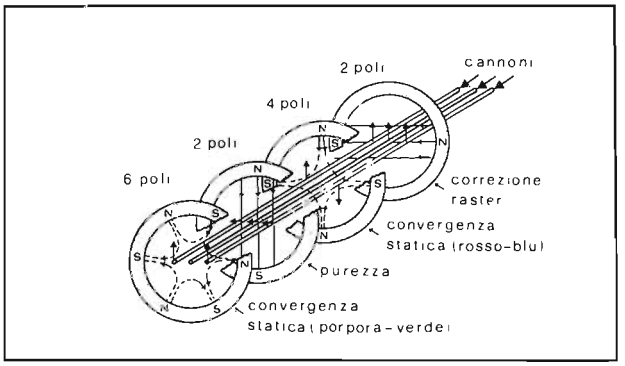


Fig. 5.15 - Posizione ed effetto sui tre fasci dei quattro anelli per la correzione della convergenza statica e della purezza.

Il primo magnete, bipolare, è formato da due anelli e regola la purezza in direzione orizzontale.

Una seconda coppia di anelli bipolari permette la correzione di eventuali disallineamenti in senso verticale che produrrebbero un incurvamento della linea mediana del raster.

Altre due coppie di anelli, rispettivamente a quattro poli e a sei poli, servono per la correzione della convergenza statica, agendo esclusivamente sui fasci laterali. Con i campi a quattro poli si determinano spostamenti secondo versi opposti, mentre con quelli a sei poli si ottengono spostamenti nello stesso verso (Fig. 5.16).

Per poter modificare sia la direzione che l'intensità dei campi usati per la convergenza statica, si impiegano coppie di magneti anulari. Il campo risultante è la somma vettoriale di quelli prodotti dai singoli anelli. Per semplificare la regolazione della convergenza statica si fa ricorso ad accoppiamenti meccanici tra le coppie di anelli per mezzo di ingranaggi. In questo modo la rotazione dei due anelli, a mezzo di una leva, costringe l'altro a muoversi in verso opposto; il campo risultante varia solo in intensità e non in direzione. Un'altra leva permette di ruotare i due anelli assieme, modificando così solo la direzione del campo e non l'intensità.

Facendo riferimento agli apparecchi Grundig, la procedura da seguire, dopo

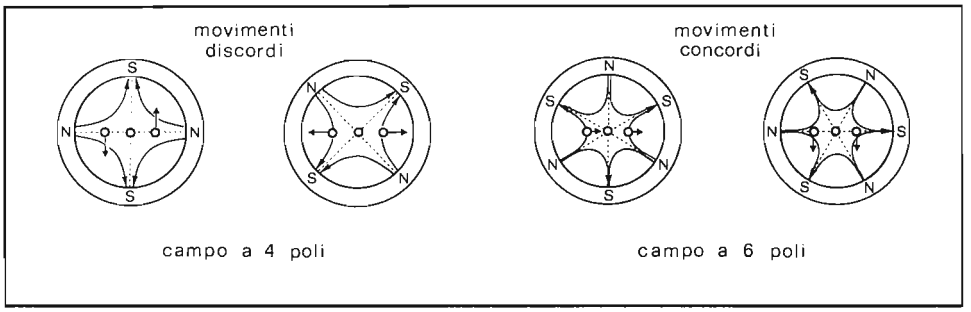


Fig. 5.16 - Spostamenti dei due fasci esterni prodotta dai campi quadripolari ed esapolari.

aver fatto funzionare l'apparecchio con luminosità alta per una decina di minuti, è la seguente.

Purezza

a) inserire solo il rosso e ridurre il contrasto cromatico,

b) spostare le bobine di deflessione completamente in avanti,

c) posizionare in centro la barra verticale rossa mediante il campo bipolare (leva 1),

d) spostare indietro le bobine di deflessione fino ad ottenere un'immagine uniformemente rossa.

Convergenza statica

rosso - blu:

a) modificare la direzione del magnete quadripolare (leva 3) in modo da ottenere la sovrapposizione delle linee orizzontali al centro,

b) modificare l'intensità (leva 2) per la sovrapposizione delle linee verticali al centro;

verde - violetto:

a) ruotare la leva della direzione del campo esapolare (leva 5) fino ad ottenere la sovrapposizione delle linee orizzontali,

b) ruotare la leva 4 (intensità) fino alla convergenza delle linee verticali.

Curvatura al centro

ruotare la leva 6 fino ad ottenere linee centrali orizzontali il meno ondulate possibile.

5.4.3. - Convergenza dinamica

Se la superficie di convergenza risulta intersecare solo al centro il piano della maschera, si hanno errori di convergenza opposti alle due estermità sinistra e destra (Fig. 5.17 A, B). La correzione si esegue deflettendo i fasci estremi (rosso, blu) in senso opposto con un campo a quattro poli (Fig. 5.17 C, D) prodotto da una corrente a dente di sega.

Una stessa asimmetria in senso verticale può essere corretta facendo ricorso ad un campo quadripolare con asse a 0° e 90° ottenuto semplicemente sbilanciando le correnti di deflessione, ovvero facendo scorrere nelle bobine di deflessione correnti di correzione ($\pm \Delta I$) di segno opposto (Fig. 5.18 A). Analogamente, ma questa volta per le bobine orizzontali, si può correggere lo spostamento verticale dei fascetti al centro (Fig. 5.18 B), dovuto alla mancata coincidenza tra il piano di deflessione e quello dei cannoni, ricorrendo ad un pilotaggio asimmetrico delle bobine orizzontali. Il campo quadripolare che ne risulta produce la correzione richiesta.

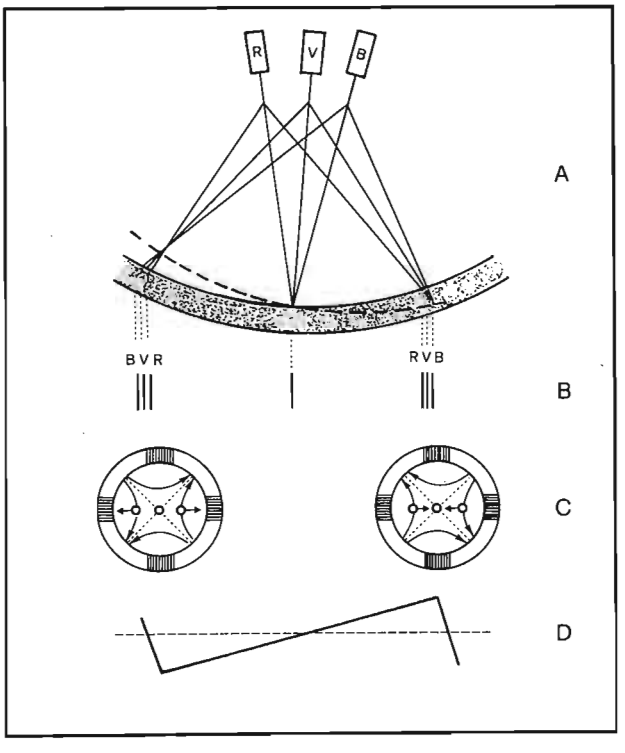


Fig. 5.17 - Asimmetrie nella deflessione orizzontale possono essere corrette con un campo a 4 poli prodotto da una corrente a dente di sega circolante in 4 bobine toroidali disposte a 90°.

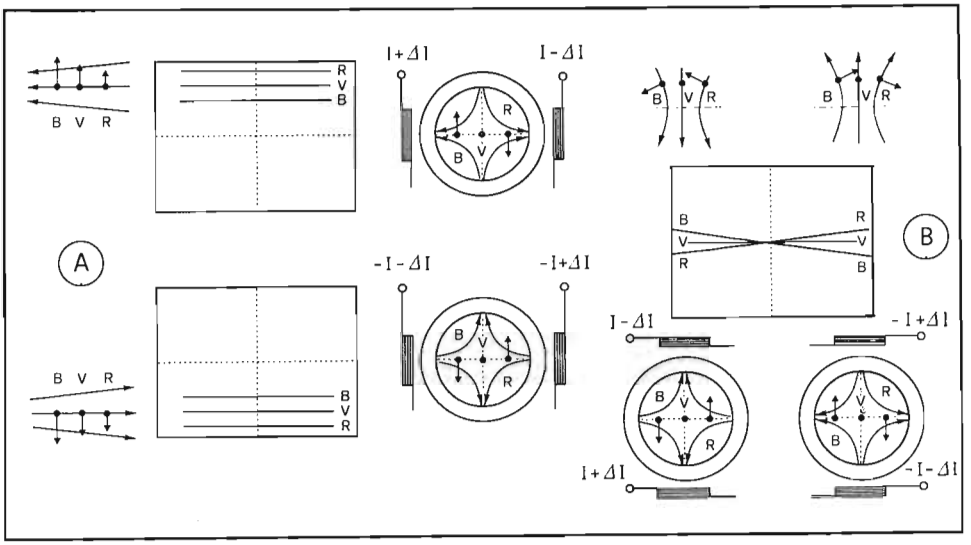


Fig. 5.18 - Campi quadripolari di correzione ottenuti per sbilanciamento delle correnti di deflessione verticale (A) e orizzontale (B).

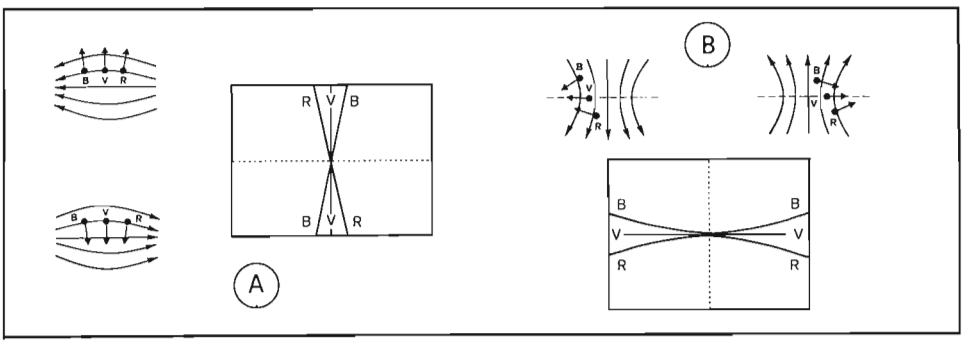


Fig. 5.19 - Errori di convergenza e correzioni relative per mezzo di deformazioni dei campi di deflessione verticale (A) e orizzontale (B).

Uno spostamento in senso orizzontale, con incrocio al centro, dei fascetti viene corretto variando la posizione del primo di essi rispetto a quello di deflessione (Fig. 5.19 A). Ciò viene attuato facendo circolare correnti di correzione a dente di sega verticale (di segno opposto) entro le bobine di deflessione orizzontali, allo scopo di creare un campo quadripolare.

Infine per correggere gli errori rappresentati in Fig. 5.19 B, sarà sufficiente produrre un campo quadripolare variabile nel tempo con legge parabolica, avente direzione verticale.

5.4.4. - Smagnetizzazione

Per evitare che le parti ferromagnetiche interne al cinescopio (schermo magnetico, maschera ecc.), magnetizzandosi, producano errori di atterraggio dei fasci elettronici e quindi di purezza, si ricorre alla smagnetizzazione automatica ad ogni accensione dell'apparecchio. La tecnica è la stessa già incontrata nei cinescopi con cannoni disposti a delta: si fa circolare, per alcuni secondi, una forte corrente alternata (intensità di qualche ampere), prelevata dalla rete, entro una bobina disposta sul cono del cinescopio; tale corrente viene quindi progressivamente ridotta fino al valore di qualche mA. In questo modo il materiale ferromagnetico viene a descrivere una serie di cicli d'isteresi sempre più piccoli fino a "dimenticare" lo stato di magnetizzazione precedente il trattamento. Per

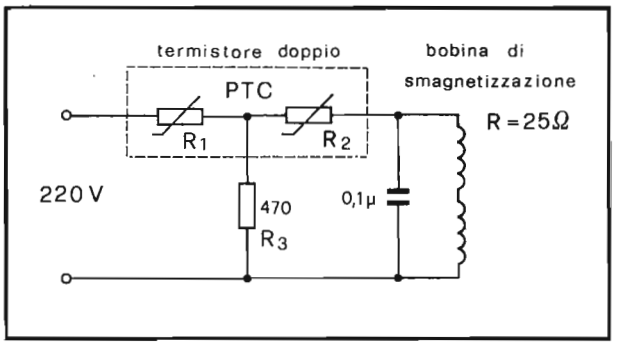


Fig. 5.20 - Circuito di smagnetizzazione automatica per mezzo di due PTC.

far circolare corrente dal valore iniziale di qualche ampere a quello finale di qualche mA, si ricorre al semplice circuito di smagnetizzazione riportato in Fig. 5.20 che comprende due PTC posti a stretto contatto in modo che il rapido riscaldamento del primo (R 1) produca una altrettanto rapida crescita del valore del secondo (R 2). In questo modo dopo pochi secondi la corrente attraverserà principalmente il ramo R 1 - R 3 mentre solo un piccolo residuo interesserà R 2 e quindi la bobina di smagnetizzazione.

Nel cinescopio *In-Line,* la struttura a strisce elimina automaticamente il problema dell'atterraggio dei fascetti in senso verticale. In quello orizzonatale, invece, il problema dell'atterraggio risulterà un po' più critico che nei normali cinescopi con cannoni a delta.

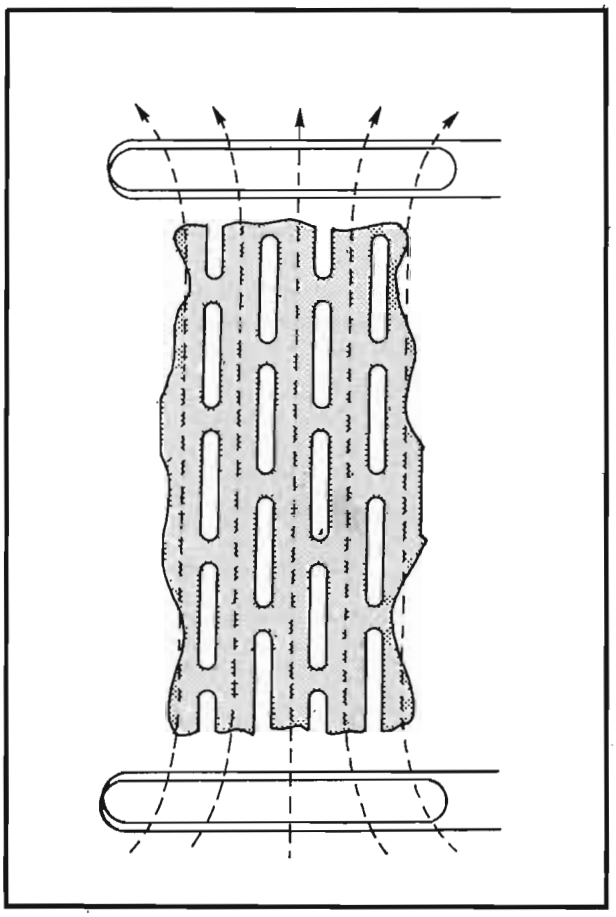


Fig. 5.21 - Andamento delle linee di forza del campo di magnetizzazione all'interno della maschera fessurata.

La illimitata "riserva d'atterraggio" in senso verticale, caratteristica dei cinescopi *In-Line,* consente di disporre le bobine di smagnetizzazione con asse verticale (Fig. 5.21). In questo modo vengono automaticamente eliminate le componenti verticali dei campi magnetici residui, che sono per l'appunto, responsabili di indesiderate deflessioni in senso orizzontale, quindi degli errori di atterraggio nello stesso senso.

Per ultimo, osserviamo che la particolare conformazione a fessure verticali della maschera determina una riduzione della riluttanza del circuito magnetico (essendo minore la lunghezza del percorso in ferro delle linee di forza del campo magnetizzante, rispetto al caso della maschera forata) e, quindi, un minore numero di spire della bobina di smagnetizzazione, giacché la forza magnetomotrice scende ora da 500 a 300 A/spire.

5.5. - Il sistema Precision In-Line (P.I.L.)

Il sistema *P.I.L.* per televisione a colori consta di un cinescopio tricromico con maschera fessurata e fosfori depositati a strisce verticali, equipaggiato con un cannone elettronico multiplo, in grado di produrre tre fascetti complanari con caratteristiche molto precise, grazie alla particolare tecnica costruttiva impiegata. Sul cinescopio viene montato un giogo di deflessione toroidale con avvolgimenti quadripolari di correzione e un sistema di anelli magnetizzati per la regolazione della convergenza statica e della purezza. Il complesso viene regolato e tarato in fabbrica e non richiede pertanto altre manipolazioni.

Anche alla base di questo sistema autoconvergente c'è l'alta precisione ottenuta nella costruzione dei gioghi di deflessione e dei cannoni elettronici del cinescopio.

Il giogo impiegato, come già per il sistema *In-Line* descritto nei paragrafi precedenti, produce campi di deflessione astigmatici. Precisamente quello orizzontale risulta crescente con legge all'incirca parabolica, allontanandosi dal centro, in senso orizzontale, e con forte deformazione a cuscino (Fig. 5.22 A); quello verticale, al contrario, decrescente e con forte deformazione a barilotto per ottenere la convergenza dei fascetti laterali (Fig. 5.22 B).

Nei sistemi a 90°, la precisione raggiunta nella costruzione dei gioghi e dei cannoni elettronici è sufficiente per ottenere livelli di convergenza automatica soddisfacenti, senza dover fare ricorso a dispositivi esterni di correzione. In quelli a 110° a grande schermo (26-27''), anche in assenza di errori di tolleranza, rimane sempre un piccolo errore sistematico di convergenza.

Per contenere il numero di regolazioni, sono state apportate lievi modificazioni al sistema, così da limitare l'errore sistematico alla sola direzione orizzontale e, quindi, operarne la correzione a una sola frequenza di scansione.

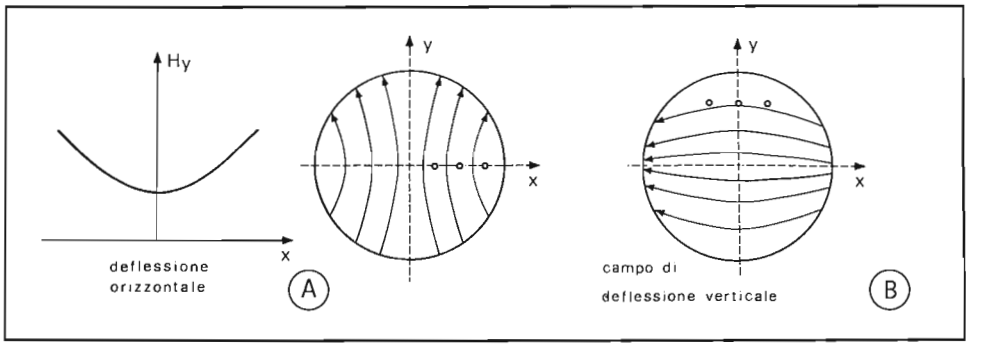


Fig. 5.22 - Andamento spaziale delle linee di forza del campo di deflessione di riga (A) e di quadro (B).

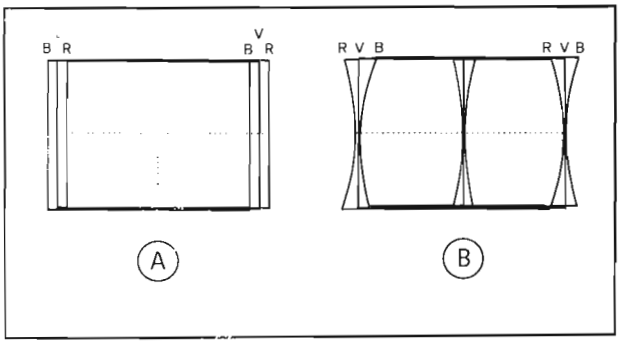


Fig. 5.23 - Possibili errori di convergenza residui nel sistema P.I.L. che richiedono una correzione a frequenza di riga (A) e di quadro (B).

L'entità dell'errore, nella migliore delle condizioni è limitato a circa 4-5 mm e può presentarsi in uno dei due modi indicati in Fig. 5.23. In entrambi i casi la convergenza è possibile per mezzo del campo prodotto da un avvolgimento quadripolare, con assi a ± 45°, alimentato a frequenza di riga o di quadro.

Tra i due modi di manifestarsi degli errori di convergenza (A e B di Fig. 5.23), quello che si presta meglio per la correzione è il B. In questo caso si richiede, infatti, la circolazione nell'avvolgimento quadripolare di una corrente a frequenza di quadro, che è di facile produzione, ed inoltre introduce una minore sfocalizzazione ai tre fascetti. Per il pilotaggio dell'avvolgimento quadripolare viene impiegato un semplice circuito, con doppia regolazione, disposto in serie alle bobine di deflessione verticale. In realtà, alla correzione suddetta, si accompagnano ancora degli errori attribuibili al coma introdotto dal giogo; essi vengono corretti, nel sistema *P.I.L.*, per mezzo di un'adeguata conformazione della griglia 4, in corrispondenza dei fori di passaggio dei tre fasci.

Come si è detto all'inizio del paragrafo, il cannone elettronico del cinescopio *P.I.L.* è costruito con una tecnica particolare in grado di garantire una precisione di allineamento non facilmente raggiungibile nel caso di tre cannoni complanari distinti. In Fig. 5.24 sono riportate le sezioni in pianta ed in fianco del cannone usato nel cinescopio in esame. Come si può notare vengono utilizzati tre catodi distinti, spaziati di 5,1 mm, mentre tutti gli altri elettrodi sono in comune ai tre fasci. La precisione dell'allineamento è quindi fortemente dipendente dalle tolleranze di fabbricazione dei diversi elettrodi e molto meno da quelle del processo di assemblaggio.

La compattezza del cannone ha permesso di usare un diametro del collo di 29 mm anziché di 36 mm (sistema *In-Line*), raggiungendo così l'obiettivo di ridurre la potenza spesa per la deflessione che, come noto, dipende dalla superficie attiva del giogo.

Anche nel sistema *P.I.L.* vengono introdotti degli accorgimenti per contenere lo sfocamento ai bordi, causato dal giogo autoconvergente a 110°. Nella re-

gione di formazione dei fasci, all'interno del cannone, sono state usate delle aperture ellittiche, onde ridurre la larghezza in senso orizzontale dello spot e contenere il divario, in termini di fuoco, tra lo spot al centro ed alle estremità. La sezione dei fasci è così modificata da queste aperture che ora la rendono ellittica con asse maggiore verticale. Ma l'azione divergente in senso orizzontale, del campo prodotto dal giogo, sui fasci tende ad aumentarne la sezione in senso orizzontale e ciò porta così ad uno spot di forma praticamente circolare. Con un'opportuna scelta dell'ellitticità delle tre aperture, è stato raggiunto un ottimo compromesso tra il fuoco del centro e quello dei bordi.

L'uso di *shunts* magnetici e di concentratori *(enhancers)*, in corrispondenza dei fori di passaggio dei tre fasci attraverso la griglia 4, ha permesso di correggere il coma introdotto dal giogo. Precisamente, la riduzione del campo di deflessione per i fasci esterni (rosso e blu) e l'aumento per quello interno (verde) permette di far coincidere i rasters descritti dai fasci esterni con quello del fascio interno (Fig. 5.25).

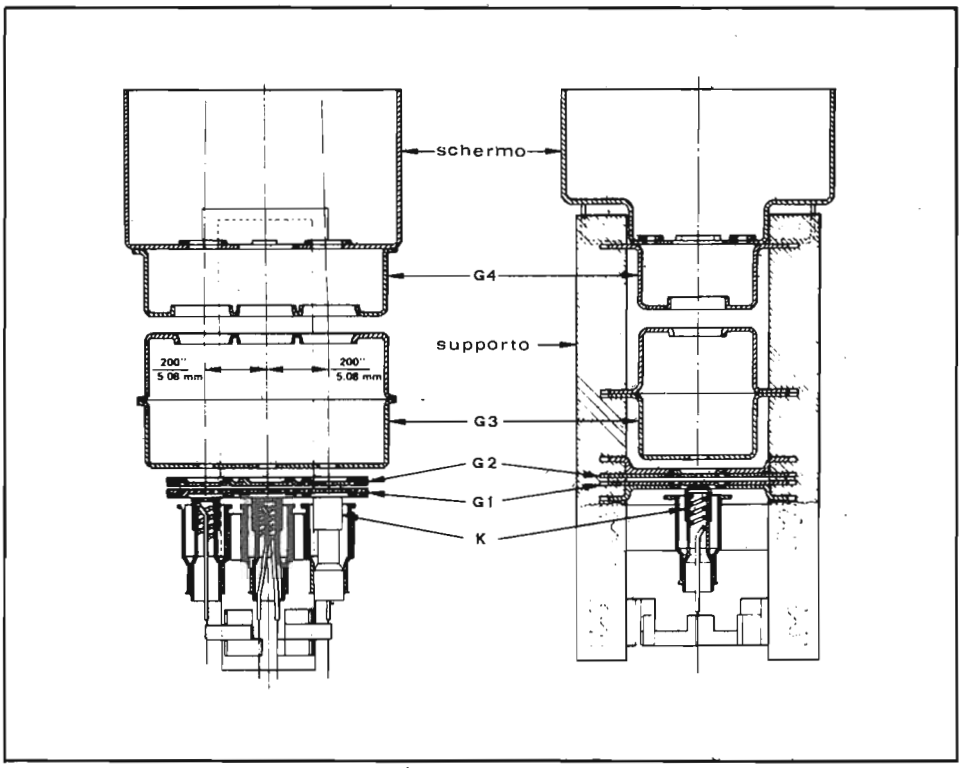
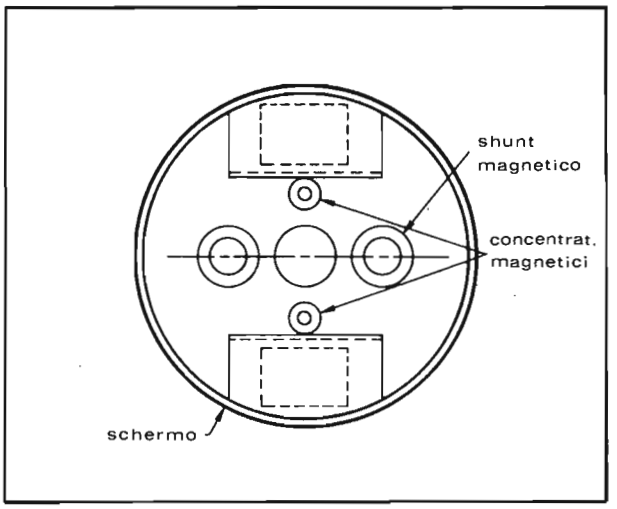


Fig. 5.24 - Sezione del cannone elettronico triplo usato nei cinescopi P.I.L. - Videocolor.

Fig. 5.25 - Correzione del coma per mezzo della modificazione del campo magnetico in corrispondenza dei fori di passaggio dei tre fasci attraverso la G 4.



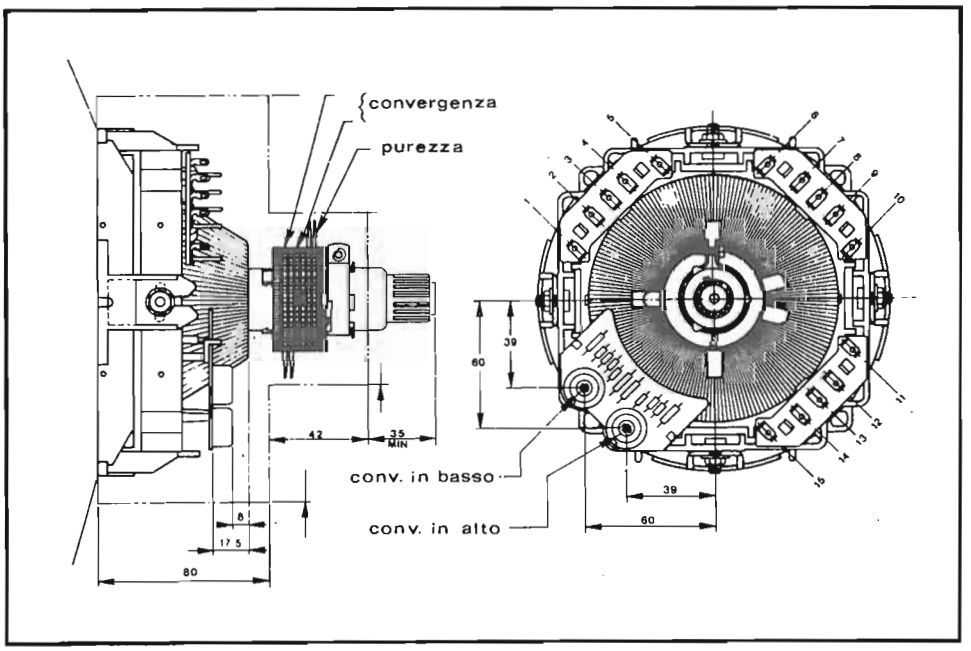


Fig. 5.26 - Giogo di deflessione e dispositivi di regolazione per il sistema P.I.L. della Videocolor.

Veniamo ora al sistema di deflessione ed alle regolazioni di convergenza e di purezza. La Fig. 5.26 riporta i dettagli di montaggio del giogo e dei dispositivi di regolazione per il sistema *P.I.L.* A 56-610 X della Videocolor, nonché lo schema elettrico del giogo.

Le correzioni della purezza e della convergenza statica sono attuate per mezzo di tre magneti anulari, di bario-ferrite, montati sullo stesso supporto, che possiedono una permeabilità magnetica relativa all'incirca unitaria, onde evitarne interazioni con il giogo di deflessione (Fig. 5.27).

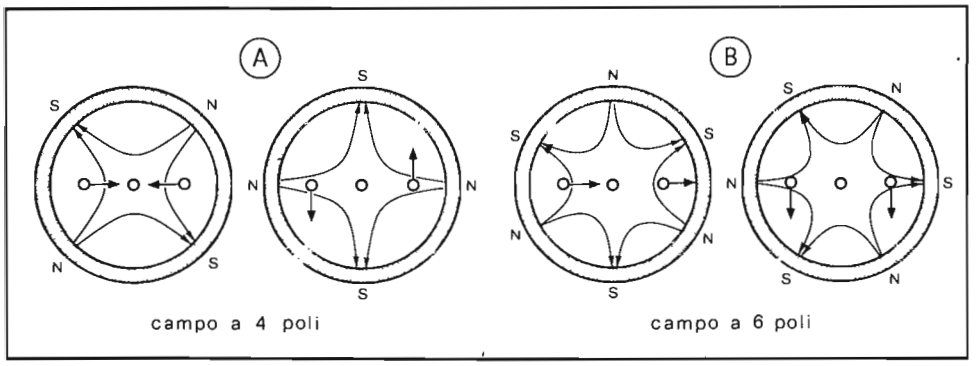


Fig. 5.27 - Campi magnetici quadripolari (A) ed esapolari (B) per la regolazione della convergenza statica.

Come si è detto, a seguito della struttura a fasce verticali dello schermo, viene richiesta solo una regolazione orizzontale della purezza, che è attuata variando l'intensità del campo verticale prodotto dalla coppia di magneti posti vicino allo zoccolo. Le altre due coppie di magneti sono usate per la regolazione della convergenza statica: quella producente un campo quadripolare, per far subire ai fasci esterni uno stesso spostamento, ma secondo direzioni opposte, quella producente un campo esapolare, per muovere sempre i fasci esterni allo stesso modo ma secondo versi coincidenti. Per entrambe le coppie il campo al centro è nullo, e quindi, la loro regolazione non modifica la posizione del fascio centrale, il cui raster viene assunto come riferimento.

La convergenza dinamica viene ottenuta posizionando opportunamante il giogo rispetto ai tre fasci e regolando l'intensità del campo quadripolare generato da un opportuno avvolgimento del giogo alimentato dalla corrente di deflessione di quadro.

Due sono i controlli che agiscono sul campo quadripolare di correzione, co-

me si vede in Fig. 5.28. Quando il morsetto 2 è positivo rispetto al 14, la corrente attraversa D 2 - D 5, le bobine del campo quadripolare, D 4 e quindi entra nel morsetto 12 connesso al giogo. Regolando il potenziometro superiore di 2 ohm, è possibile modificare la frazione di corrente di deflessione che attraversa l'avvolgimento quadripolare, senza che essa venga alterata dalla regolazione del potenziometro in basso, essendo costante la tensione ai capi della serie 0,68 ohm - 2 ohm e pari a quella di soglia del diodo D 4. Il contrario accade nella semionda negativa della corrente di deflessione. In questo modo le due regolazioni sono indipendenti.

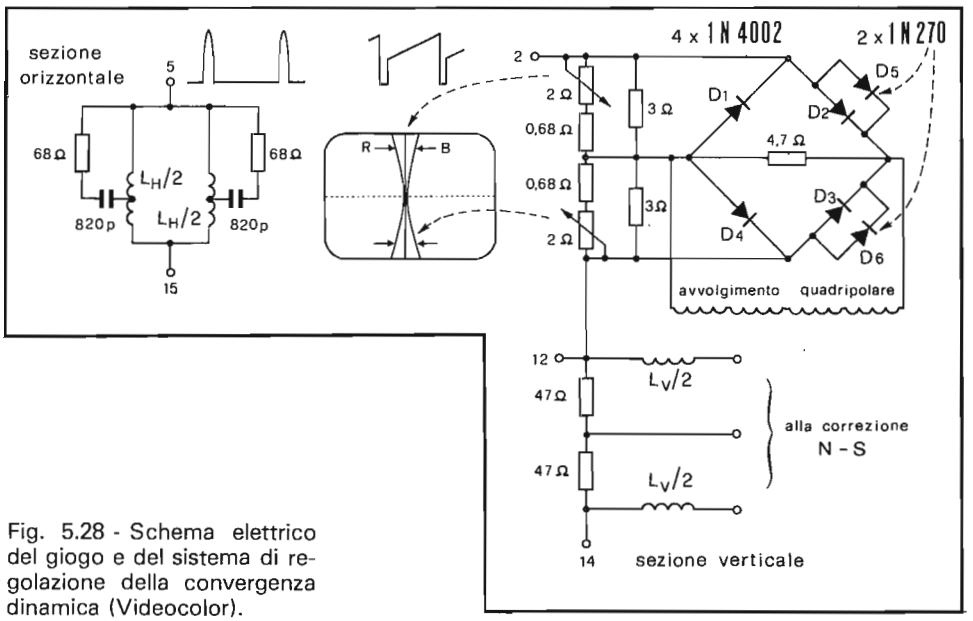


Fig. 5.28 - Schema elettrico del giogo e del sistema di regolazione della convergenza dinamica (Videocolor).

Poiché il campo quadripolare ha assi a ± 45°, esso interviene solo sui fasci esterni producendone l'avvicinamento (o l'allontanamento nel caso di inversione di polarità). L'effetto delle due regolazioni sulla convergenza dei rasters del rosso e del blu, in senso orizzontale è riportato in Fig. 5.28.

Per la smagnetizzazione di tutte le parti ferromagnetiche contenute nel cinescopio *P.I.L.* viene usata una coppia di bobine alimentate con la corrente a frequenza di rete ridotta progressivamente per mezzo di un dispositivo a doppio PTC, dello stesso tipo di quello descritto nel paragrafo 5.4.4.

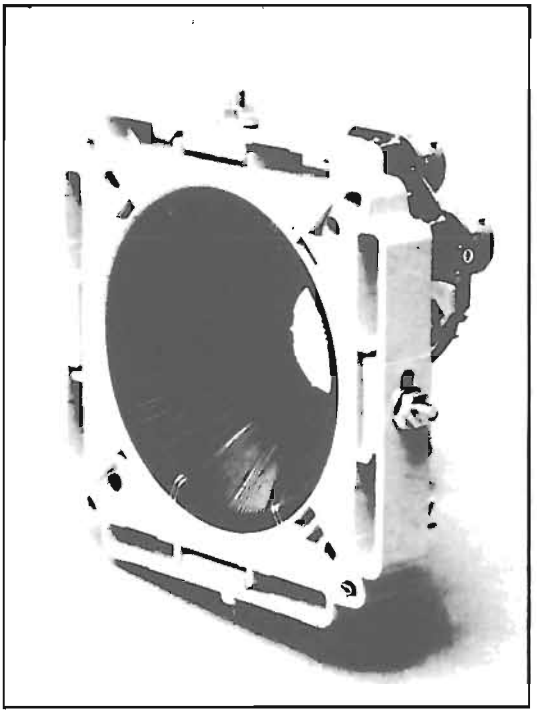


Fig. 5.29 - Giogo di deflessione per i cinescopi P.I.L. Videocolor.

CAPITOLO SESTO

Generalità sul televisore a colori

6.1. - Il ricevitore TVC a blocchi.

Esaminando lo schema a blocchi di un televisore a colori (Fig. 6.1), si ritrovano tutti gli stadi presenti in un apparecchio monocromatico: di essi, alcuni possiedono caratteristiche inalterate, altri maggiorate. Alle parti in comune se ne aggiungono delle nuove che sono, direttamente o indirettamente, connesse con la riproduzione delle immagini colorate.

Il segnale captato dall'antenna viene selezionato, amplificato e convertito nella media frequenza video dal gruppo VHF-UHF. L'uscita del tuner viene quindi trasferita all'amplificatore di FI video, il quale produce un'ulteriore amplificazione selettiva fino a portare il segnale video ad un livello adatto alla rivelazione. Con l'uso di due rivelatori è così possibile disporre delle informazioni audio e video, quest'ultima completa del segnale di crominanza. La prima viene ulteriormente amplificata, demodulata e amplificata in potenza, prima di raggiungere l'altoparlante. Dalla seconda vengono estratti gli impulsi di sincronismo e l'informazione cromatica, dopo di che essa, amplificata, viene inviata ai catodi del cinescopio tricromico, collegati assieme.

Gli impulsi di sincronismo giungono, separati tra di loro, ai rispettivi stadi di deflessione, le uscite dei quali determinano lo spostamento dei fascetti elettronici in senso orizzontale e verticale. Nello stadio di deflessione di riga viene prodotta pure la extra alta tensione (EAT) che, nei cinescopi a colori, ha un valore compreso tra 22 e 25 kV.

Lo stadio di convergenza dinamica contiene i circuiti che permettono la correzione degli errori di atterraggio dei tre fascetti elettronici, assicurandone così la perfetta convergenza su tutti i punti dello schermo. Dal segnale video viene pure estratto, per mezzo di un filtro di banda, il segnale di crominanza. Da

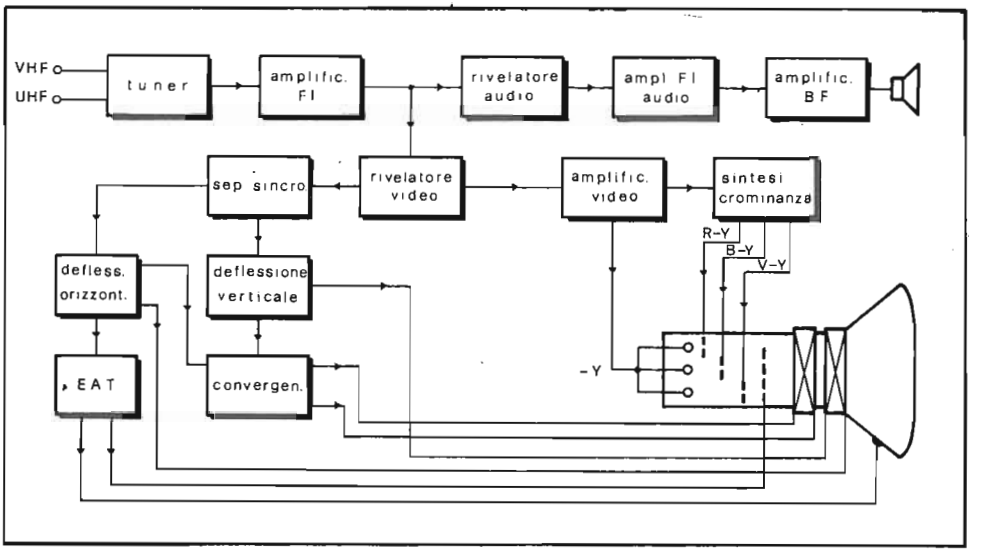


Fig. 6.1 - Schema a blocchi di un ricevitore a colori.

quest'ultimo, tramite il circuito decodificatore, vengono ricostruiti i segnali differenza di colore R-Y, B-Y e V-Y che andranno a pilotare le griglie controllo del cinescopio.

Nello schema a blocchi commentato si nota come il pilotaggio del cinescopio tricromico avvenga per mezzo del controllo simultaneo dei catodi (con il segnale -Y) e delle griglie controllo (con i segnali differenza di colore). Questo non è il solo modo possibile: in alternativa si possono mantenere le griglie a potenziale fisso e controllare i catodi per mezzo di segnali -R, -V e -B, come si vedrà in dettaglio più avanti.

Per quanto detto, la sintesi crominanza e la sezione di convergenza sono le parti veramente nuove del televisore a colori.

6.2. - Il tuner VHF-UHF

Nei televisori a colori di produzione più recente, i gruppi VHF-UHF sono integrati e del tipo a sintonia a varicap e commutazione elettronica di banda. Essi contengono, normalmente, 5 transistors con funzioni di amplificatore RF-VHF, amplificatore RF-UHF, convertitore-autooscillante UHF, oscillatore locale VHF e convertitore-miscelatore VHF. Quest'ultimo viene usato come primo amplificatore a FI video nella gamma UHF. Le caratteristiche di tale stadio differiscono molto poco da quelle presentate dai tuners che equipaggiano i ricevi-

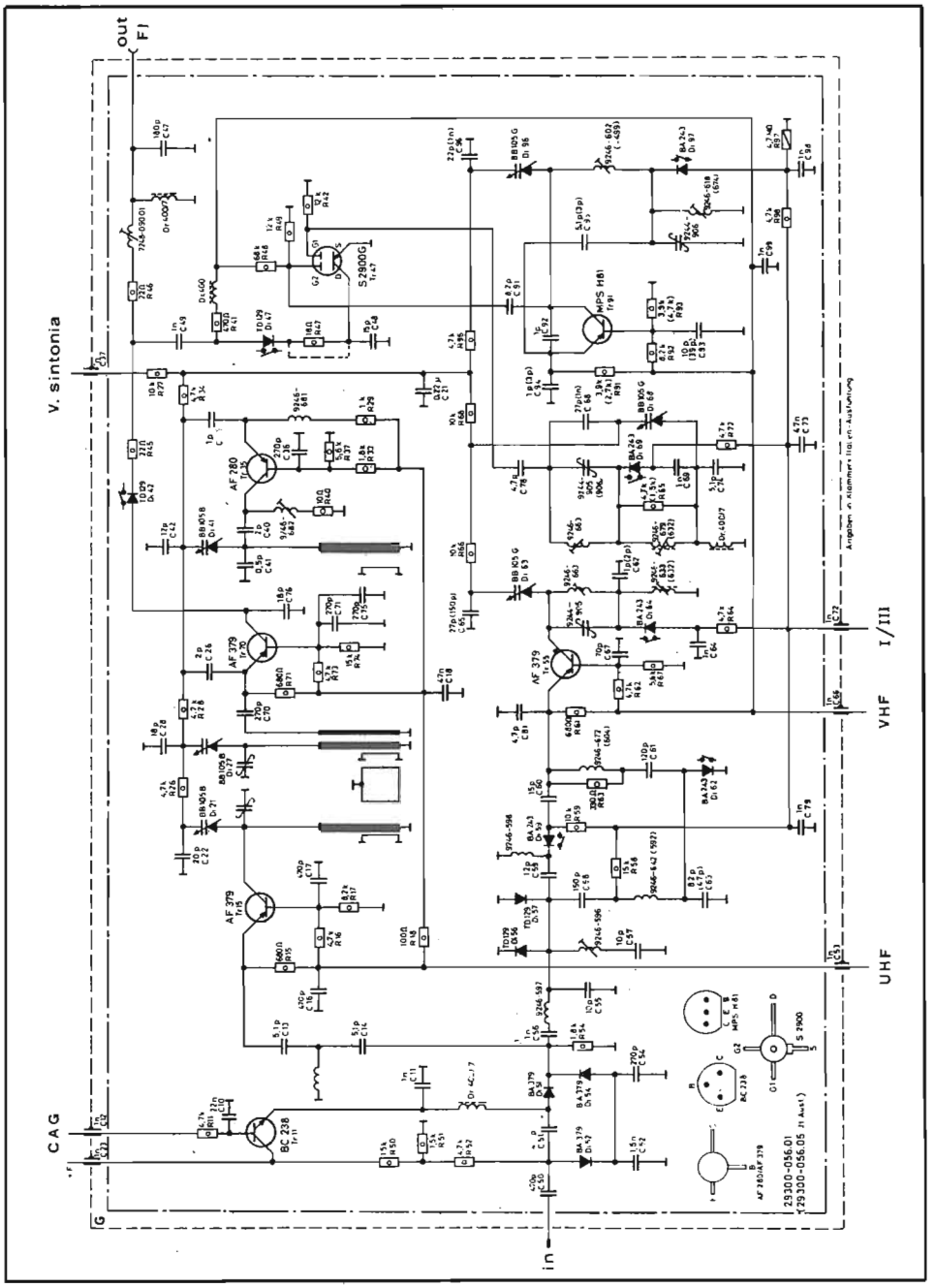


Fig. 6.2 - Tuner VHF-UHF integrato con CAG a diodi PIN (Grundig).

tori in b/n. Si richiedono, in particolare, una tolleranza minore, per quanto riguarda la curva di risposta degli stadi amplificatori RF (che deve risultare più piatta per garantire una attenuazione ridotta della sottoportante cromatica e delle relative bande laterali), e migliori prestazioni in termini di selettività, di intermodulazione e di modulazione incrociata. Tutto ciò è reso necessario sia a causa dell'aumentata disponibilità di emittenti ricevibili (che il più delle volte trasmettono su canali adiacenti e per giunta con forti differenze d'ampiezza) che dalla caratteristica propria del segnale relativo ad immagini colorate, il quale contiene, come si è detto, tre portanti: video, di colore e audio (problema di *intermodulazione*).

Una soluzione circuitale che offre ottime prestazioni, adeguate alle richieste sopra dette, fa uso di un circuito di controllo automatico di guadagno a diodi PIN e di convertitori VHF a MOSFET. Questi ultimi, grazie all'ampia caratteristica di controllo degli elettrodi di gate, permettono la conversione di frequenza di segnali VHF anche di forte ampiezza con bassissimi livelli di intermodulazione.

Miglioramenti sono possibili anche per i segnali UHF se le funzioni di convertitore e di oscillatore vengono affidate a due transistors, anzichè ad uno solo.

Il circuito di Fig. 6.2 è realizzato secondo le tecniche delle quali si è detto.

I segnali provenienti dall'antenna attraversano un attenuatore a pi-greco, formato dai tre diodi PIN BA 379, pilotati dal transistor BC 238, e giungono alle sezioni VHF e UHF del gruppo passando, rispettivamente, attraverso un filtro passa-basso ed uno passa-alto.

Il primo segnale, prima di giungere all'emettitore di Tr 55, è costretto ad attraversare uno dei due filtri accordati sulle bande I e III, che vengono inseriti per mezzo dei diodi di commutazione Di 59 e Di 62. Esso subisce quindi un'amplificazione da Tr 55 (connesso a base comune) al cui collettore fa capo un filtro di banda doppio, accordato per mezzo dei due diodi varicap Di 63 e Di 68. La commutazione dalla banda I alla III è effettuata dai diodi Di 64 e Di 69. Il segnale viene così prelevato da C 78 e inviato al gate 1 del MOSFET S 2900 G. Il transistor Tr 91 opera come oscillatore Colpitts a base comune, regolato in frequenza dal varicap Di 96 e commutato di banda da Di 97. Dal collettore di Tr 91 il segnale viene portato, per mezzo di C 91, al gate 2 di Tr 47. La mescolazione non lineare che ha luogo in quest'ultimo produce la conversione di frequenza.

Il segnale a FI video viene quindi inviato all'uscita, dopo essere stato opportunamente filtrato. Il collegamento si attua in seguito alla conduzione di Di 47, possibile solo quando il selettore di banda si trova in banda I o III. In questo caso la sezione UHF non è alimentata e così Di 42 risulta interdetto.

Quando viene selezionato un canale UHF, il relativo segnale giunge sull'emettitore di Tr 15 (amplificatore RF-UHF con base a massa), viene filtrato dal circuito passa-banda doppio in $\lambda/4$ (accordato per mezzo di Di 21 e Di 27) e in-

viato all'emettitore di Tr 70, convertitore. Il transistor Tr 35 opera come oscillatore con base a massa, con linea in $\lambda/4$ accordata per mezzo di Di 41. Il segnale dell'oscillatore viene portato, tramite C 26, all'emettitore del transistor convertitore e sul collettore di quest'ultimo è disponibile il segnale a FI video.

La selezione di un canale UHF polarizza direttamente Di 42 e quindi all'uscita giunge solamente il segnale di FI video, proveniente dalla sezione UHF del gruppo.

6.2.1. - Il controllo automatico della sintonia

Abbastanza diffusa è la presenza del controllo automatico della frequenza di sintonia che contrasta le eventuali derive dell'oscillatore locale, garantendo così una riproduzione costante delle immagini colorate, senza richiedere un ritocco continuo del regolatore di sintonia. Tale controllo automatico viene realizzato prelevando, dal segnale di media frequenza, la componente relativa alla portante video convertita e confrontandone il valore di frequenza con quello di accordo di un circuito risonante, entro un discriminatore del tipo di quelli usati come rivelatori FM.

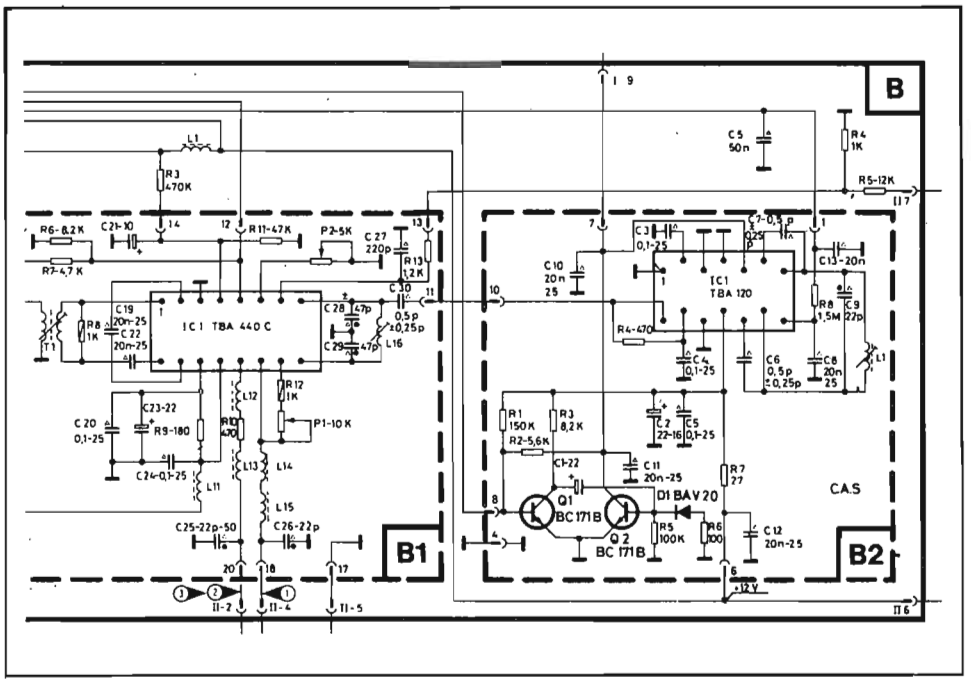


Fig. 6.3 - Circuito per il controllo automatico della sintonia (Voxon).

La tensione d'uscita, che assumerà valori positivi o negativi a seconda dello scostamento tra le due frequenze, verrà sommata a quella di sintonia, prelevata dalla pulsanteria, ed il segnale risultante andrà a polarizzare i diodi varicap di sintonia contenuti entro il gruppo.

Un esempio di controllo automatico di sintonia è riportato in Fig. 6.3. Ivi la portante video viene prelevata dal circuito risonante parallelo, per la rivelazione moltiplicativa, collegato tra i piedini 8 e 9 dell'amplificatore di FI video integrato (TBA 440 C e similari)* e inviata al piedino 14 del TBA 120, che funziona come rivelatore FM per mezzo della rete di sfasamento composta da L 1, C 9, C 6 e C 7. Questa rete è accordata sulla frequenza di 38.9 MHz. La tensione d'uscita, disponibile al piedino 8, filtrata da R 8-C 8, viene sommata con quella di sintonia e inoltrata al gruppo VHF-UHF integrato.

Il CAF può essere inibito portando a zero il potenziale del piedino 5 (controllo elettronico del volume), operazione questa che viene effettuata manualmente per mezzo del tasto esculsore del controllo automatico di sintonia o, automaticamente, ad ogni cambio canale, per mezzo del multivibratore monostabile Q 1-Q 2.

Ogni qual volta viene sfiorato un tasto della pulsantiera, perviene un impulso negativo sulla base di Q 1 che ne determina l'interdizione. Di conseguenza Q 2 va in saturazione e porta a massa il piedino 5 del TBA 120. Questa situazione permane per un tempo limitato a causa della scarica del condensatore C 1 (22μF) attraverso R 5 (100 kohm). Il diodo BAV 20 evita che venga superata la massima V_{BE} inversa tollerata dal transistor Q 2. La disinserzione automatica del CAF, nella fase di cambio canale, è indispensabile per permettere al circuito di assumere il controllo, solo quando la frequenza di sintonia entra nel campo di agganciamento del discriminatore.

Alcuni circuiti integrati di recente costruzione, utilizzati nell'amplificatore di FI video (come ad esempio i TDA 2540/41*), sono già dotati di uno stadio demodulatore sincrono, che produce una tensione d'uscita proporzionale all'errodi frequenza, confrontando il segnale di riferimento, che si localizza ai capi di

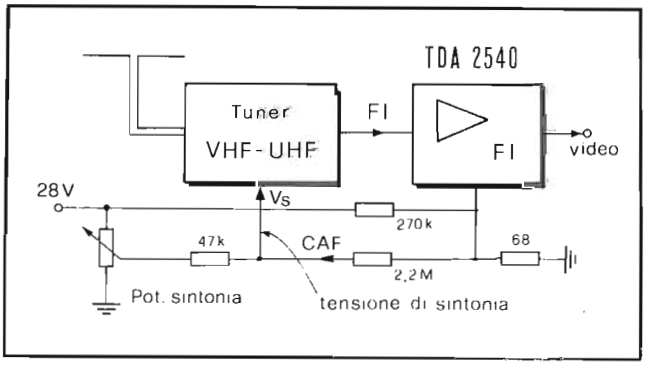


Fig. 6.4 - Schema a blocchi di un sistema di controllo automatico di sintonia.

un circuito risonante parallelo, con quello di FI video. La sensibilità tipica del sistema di controllo automatico di frequenza è di 100 V/MHz: ciò significa che, per una dissintonia di ±50 kHz, è disponibile una tensione di correzione, all'uscita, di ±5 V. Questa tensione viene sommata a quella di sintonia, proveniente dal potenziometro relativo al canale selezionato, per mezzo di un divisore resistivo, e inviata al piedino del tuner che fa capo ai varicap di sintonia, secondo lo schema semplificato di Fig. 6.4.

6.2.2. - Il cambio canale con sensori tattili. Gli SAS 560/570

Il passaggio di sintonia da un canale all'altro viene effettuato modificando la tensione di polarizzazione dei diodi varicap e quella di commutazione, qualora il passaggio richieda anche un cambiamento di banda.

A tal fine venivano usati, fino a qualche anno fa, degli interruttori meccanici che provvedevano a realizzare contemporaneamente le commutazioni della tensione di sintonia e di quella di banda*.

Più recentemente sono stati sviluppati dei circuiti integrati che attuano le commutazioni dette, senza richiedere movimento di parti meccaniche, ma semplicemente rilevando il cambiamento di stato che si verifica quando due contatti elettrici vengono sfiorati *(touch-control)*. In conseguenza dello sfioramento ha luogo la circolazione di una debolissima corrente (dell'ordine di 200 nA) verso un ingresso dell'integrato, che è sufficiente però a garantire la commutazione di un circuito a soglia. La corrente di commutazione può avere provenienza diversa. Ci sono soluzioni nelle quali si fa uso dell'alto valore di resistenza che si presenta fra i contatti dei sensori, a seguito dello sfioramento, per chiudere un circuito in corrente continua alimentato a bassa tensione (12 – 15 V); altre che ricorrono al grande valore di capacità presentato dal corpo umano per impedire la propagazione di un segnale di alta frequenza verso gli ingressi dell'integrato.

I primi circuiti integrati costruiti per permettere l'impiego di sensori tattili funzionavano come interruttori statici, nel senso che essi immettevano sulla linea di uscita prescelta una tensione coincidente con quella di alimentazione. Ciascuna uscita era collegata ad un estremo del potenziometro di sintonia corrispondente al tasto, mentre i cursori dei potenziometri, collegati tra loro, facevano capo ai diodi varicap del tuner integrato.

Un esempio di realizzazione pratica di questa soluzione, che fa uso dei circuiti integrati SAS 560 S e SAS 570 S, è riportato in Fig. 6.6. Per comprendere il funzionamento dei due integrati, si faccia riferimento alla Fig. 6.5.

Sfiorando, ad esempio, il sensore collegato al piedino 10, si introduce una resistenza di alto valore tra di esso e massa. Ciò produce la circolazione di una debole corrente, nel circuito di base del transistor p-n-p amplificatore, sufficiente, però, a produrre la commutazione del flip-flop. Ne consegue la satura-

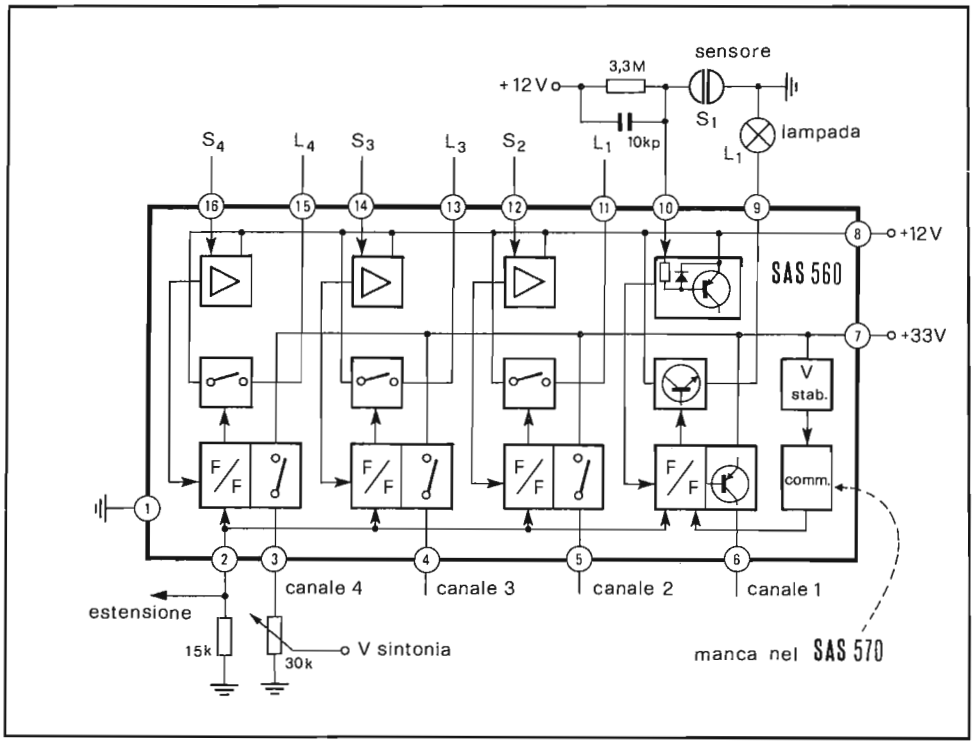


Fig. 6.5 - Schema a blocchi del circuito integrato SAS 570 S per il cambio canale con tasti sensoriali.

zione dei due transistors interruttori che forniscono ai piedini d'uscita 9 e 6 le tensioni presenti ai terminali 8 e 7, rispettivamente, e l'azzeramento (reset) di tutti gli altri flip-flop, per mezzo della connessione interna che fa capo al piedino 2. Applicando, ad esempio, 33 V al terminale 7, 12 V all'8 e collegando tra il piedino 6 e massa un potenziometro, è possibile disporre, sul cursore di quest'ultimo, di una tensione variabile tra 0 V e circa 33 V, che può essere usata per sintonizzare il ricevitore. Contemporaneamente la tensione di 12 V, presente all'uscita 9, può essere impiegata per la commutazione di banda (I , III e IV -V oppure VHF, UHF) e per l'indicazione del numero del canale sintonizzato. All'atto dell'accensione del ricevitore, si ha l'automatico inserimento del primo flip-flop (quindi è presente la tensione di sintonia solo al piedino 6), grazie ad un circuito di commutazione a soglia che viene disinserito solo quando la tensione di alimentazione del punto 7 ha superato un livello minimo di 11 V. Con ciò vengono azzerati (reset) tutti gli altri flip-flop del SAS 560 S e degli altri eventuali circuiti SAS 570 S, disposti in cascata. Per estendere il numero dei

canali presintonizzabili, si possono aggiungere altri circuiti integrati che però devono essere privi del dispositivo di inserimento automatico, quali sono proprio gli SAS 570 S. Il solo collegamento richiesto, per garantire l'operazione di un flip-flop per volta, è quello di unire tra loro i piedini 2 degli integrati. Ciò assicura il disinserimento del canale presente e l'inserimento di quello comandato. Nella fase di comando la tensione ai piedini 2 passa da 3 V a 4,5 V per ritornare, alla fine del comando stesso, a 3 V.

Nello schema di Fig. 6.6 vengono usati 3 circuiti integrati, del tipo appena descritto, collegati tra loro in modo da permettere la selezione di 12 programmi, per mezzo di altrettanti sensori. Le tensioni di sintonia, disponibili una alla volta sui cursori dei potenziometri P 1 .... P 12, sono applicate ad una linea comune per mezzo di diodi: questi assicurano l'isolamento elettrico tra l'unica uscita attivata e le altre 11.

Le tensioni a 12 V, presenti alle uscite superiori, vengono inviate a 12 diodi i cui catodi fanno capo al commutatore di banda meccanico. Poichè un solo diodo per volta è conduttore, all'uscita UHF ci sarà una tensione di 12 V o di 0 V, a seconda che il commutatore meccanico si trovi in posizione UHF o VHF.

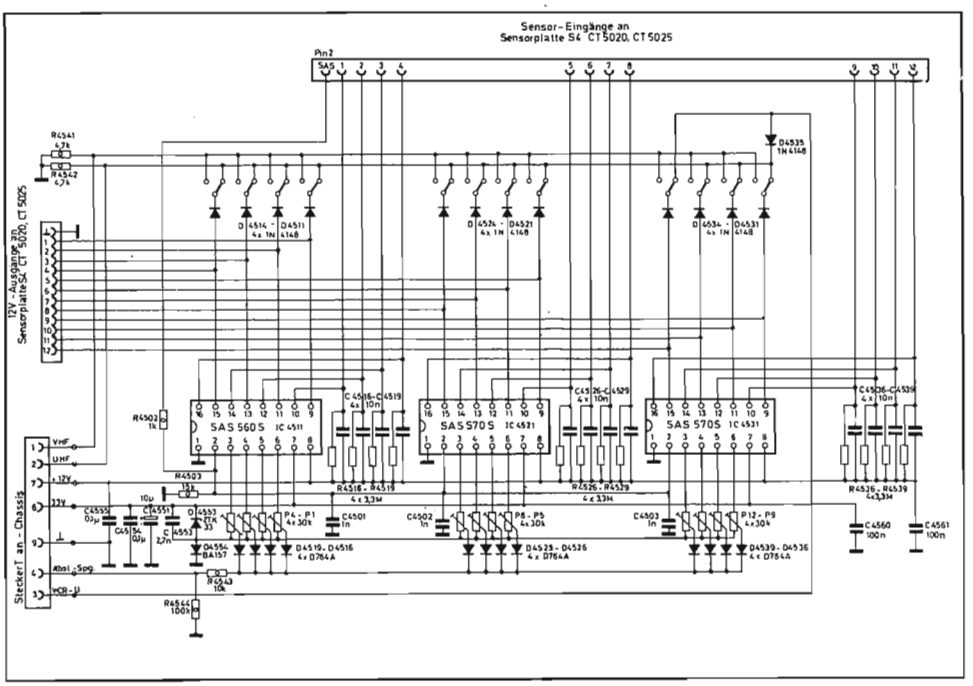


Fig. 6.6 - Schema elettrico di un circuito per il cambio canale con sensori tattili che fa uso dei circuiti integrati SAS 560 S e SAS 570 S (Loewe - Opta).

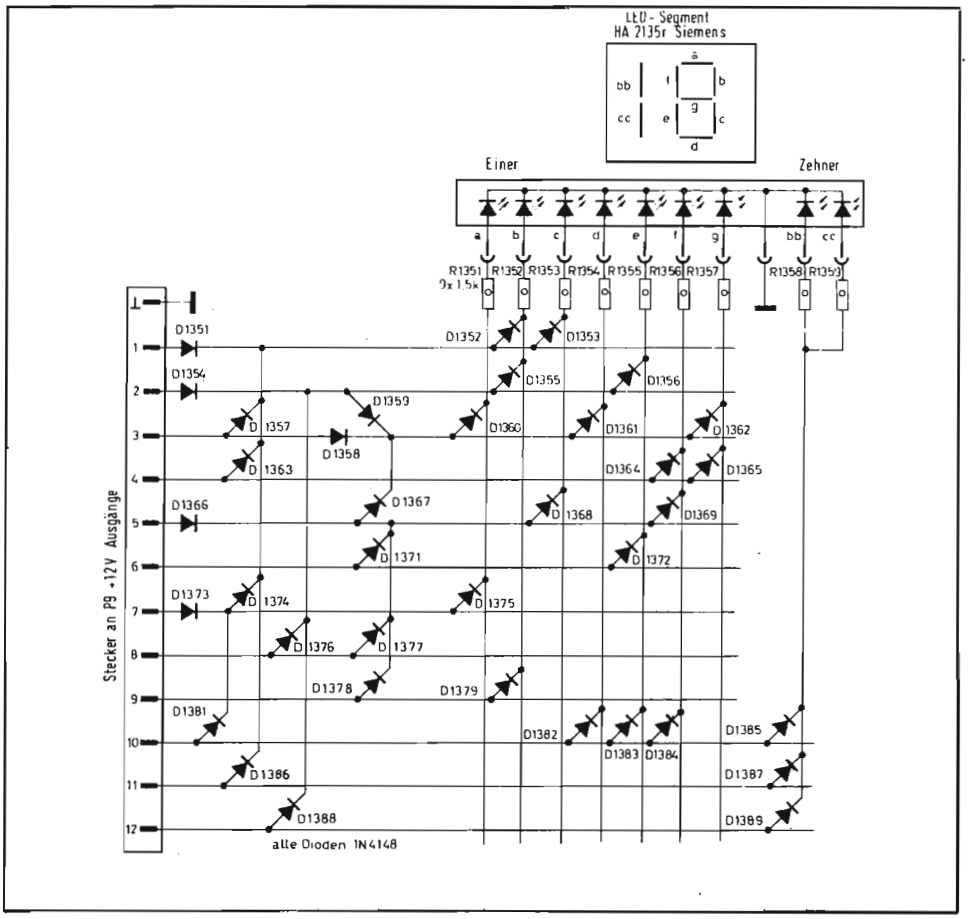


Fig. 6.7 - Decodifica a diodi per il controllo dell'indicatore di canale del tipo LED a sette segmenti (Loewe Opta).

Gli anodi dei 12 diodi sono collegati all'esterno della basetta per mezzo di una contattiera. A quest'ultima fa capo una matrice di diodi (Fig. 6.7), la quale provvede all'alimentazione dei diversi segmenti che costituiscono l'indicatore numerico del canale ricevuto (LED a 7 segmenti). Ciascun segmento è formato da un certo numero di LED disposti in serie: i catodi estremi dei segmenti sono collegati, assieme, a massa. Agli anodi perviene invece una tensione di 12 V, selezionata dai diodi della matrice, per mezzo delle resistenze limitatrici di 1,5 kohm.

Cosi, ad esempio, se viene selezionato il canale 10, giunge una tensione di

12 V solo al terminale 10 della contattiera, mentre i rimanenti si portano a 0 V. In questo modo vengono eccitati i segmenti:

bb e *cc*	da	D 1385
a	da	D 1375 - D 1381
b	da	D 1381 - D 1374 - D 1352
c	da	D 1381 - D 1374 - D 1353
d	da	D 1382
e	da	D 1383
f	da	D 1384

6.2.3. - Commutazione sequenziale dei canali con telecomando

Nei sistemi più semplici di telecomando è prevista la possibilità di commutare a distanza il canale in modo sequenziale, ovvero passare da un canale a quello immediatamente successivo, ricorrendo alla trasmissione, ad esempio, di una nota ultrasonica per un tempo superiore ad un minimo prestabilito. Il segnale ricevuto, tradotto in un impulso rettangolare positivo, viene inviato al piedino 2 degli integrati SAS 560 S/570 S. Esso produce il reset dei flip-flop relativi ai diversi canali, escluso quello al cui ingresso, dal lato sensori, è presente un segnale che si sostituisce all'effetto prodotto dallo sfioramento. Questo particolare segnale può essere ottenuto facilmente collegando le uscite a 12 V degli integrati (piedini 9, 11, 13, 15) agli ingressi dei sensori (10, 12, 14, 16), per mezzo di un condensatore (o di una rete RC serie), in modo che l'uscita di un canale sia collegata all'ingresso del successivo: 9 a 12, 10 a 14 e così via.

In Fig. 6.8 è riportato un esempio della soluzione descritta. Il modo di operare per mezzo dello sfioramento è esattamente lo stesso descritto nel paragrafo precedente. La presenza dei condensatori di 56 pF, collegati tra uscite e ingressi, permette il funzionamento come commutatore sequenziale dei programmi.

Supponiamo, ad esempio, che risulti attiva l'uscita 5 del SAS 560 S (canale 2), che si trova così a 33 V, mentre tutte le altre saranno a 0 V. Poichè gli ingressi si trovano, per mezzo delle resistenze R, a + 12 V, i condensatori C sono carichi a 12 V, escluso quello connesso tra i piedini 5 e 14, la cui tensione di carica risulta essere di circa 21 V (33 V - 12 V). L'arrivo dell'impulso positivo di 5 Vpp, proveniente dal telecomando, azzera i diversi flip-flop e ciò produce l'annullamento di tutte le uscite, compresa quella del piedino 5. Poichè il condensatore C, connesso ai piedini 5 e 14, non può scaricarsi istantaneamente, si ha il riporto di un impulso negativo al terminale 14, che garantisce la conduzione del transistor p-n-p ad esso collegato. Viene così attivato il canale corrispondente al terzo tasto e caricato a 21 V il condensatore C, connesso ai terminali 4 e 16. Al successivo impulso positivo, in arrivo dal telecomando, si ha

l'azzeramento di tutte le uscite e, quindi, l'attivazione dell'ingresso 16 (canale 4) per mezzo dell'impulso negativo proveniente dal condensatore C ad esso collegato.

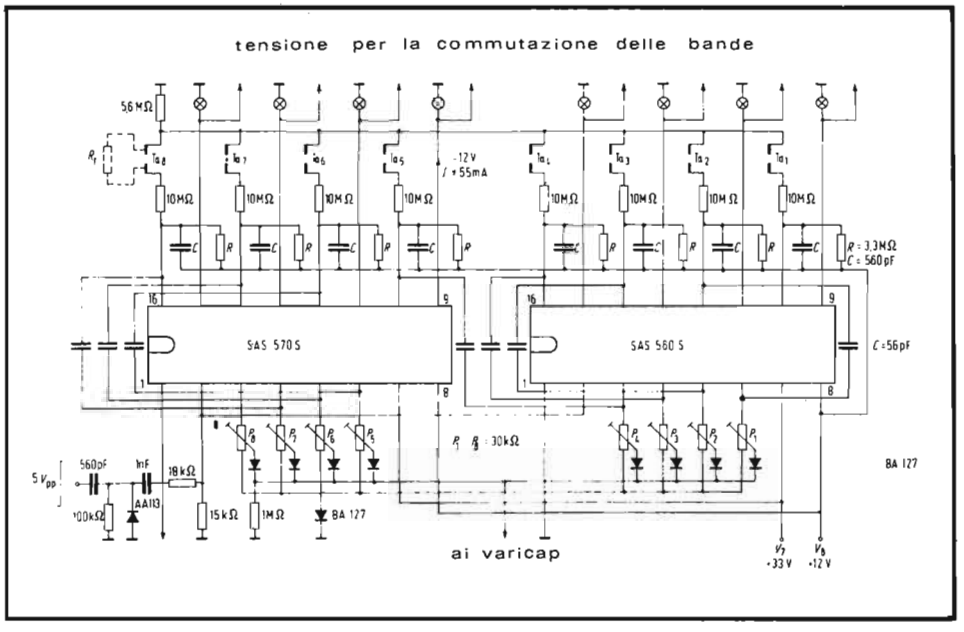


Fig. 6.8 - Circuito per la commutazione sequenziale dei canali (Siemens).

6.2.4. - Commutazione di canale con sensori a variazione di capacità

I sistemi che fanno uso di sensori tattili a variazione di resistenza risultano, per il loro modo stesso di funzionare, estremamente sensibili. Purtroppo ciò comporta una serie di inconvenienti che rendono instabile il funzionamento in ambienti umidi e polverosi. Un metodo alternativo, di più sicuro funzionamento, ricorre al grande valore di capacità presentato dal corpo umano per impedire il passaggio di un segnale di alta frequenza verso gli ingressi dell'integrato.

In Fig. 6.9 è riportato un esempio di questa soluzione. Il transistor TB 22 opera come oscillatore Meissner a 102 kHz e fornisce un segnale sinusoidale di 80 Vpp al punto *O* del circuito risonante. Questo segnale è inviato, per mezzo delle capacità CB 01 — CB 03 ... CB 15, alle superfici attive degli 8 sensori e da

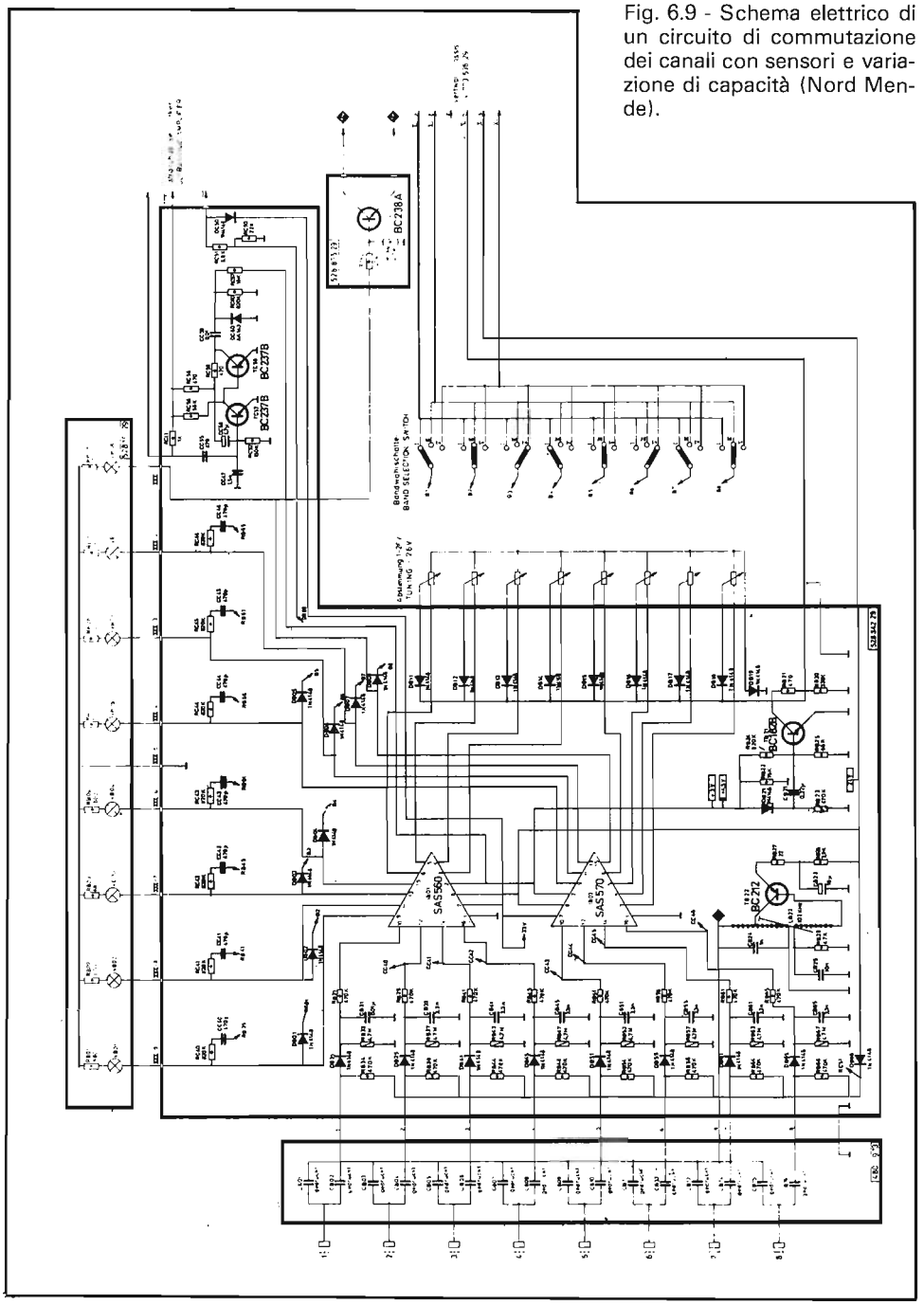


Fig. 6.9 - Schema elettrico di un circuito di commutazione dei canali con sensori e variazione di capacità (Nord Mende).

queste, tramite CB 02-CB 04 .... CB 16, ai diodi rivelatori DB 31-DB 35 ... DB 61-DB 65. Tali diodi rettificano la semionda positiva del segnale a 102 kHz e forniscono una tensione continua positiva agli 8 ingressi degli integrati, che garantisce l'interdizione dei transistors p-n-p.

Quando un tasto viene sfiorato, si introduce una forte capacità verso massa che sottrae la corrente di alta frequenza: il diodo interessato non riceve più segnale, quindi il suo catodo si porta ad un potenziale determinato che è quello di alimentazione (24 V), diminuito della doppia tensione di soglia che cade nel diodo in questione e in DB 66, ovvero 22,8 V. Questa tensione è sufficiente a polarizzare direttamente la giunzione base-emettitore del transistor contenuto nell'integrato che fa capo all'ingresso interessato.

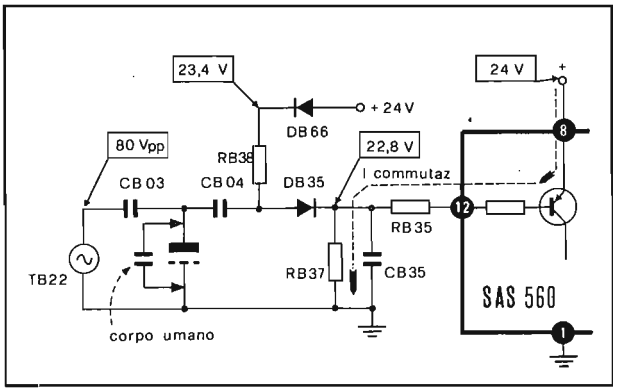


Fig. 6.10 - Schema elettrico semplificato del circuito di Fig. 6.9 relativo al sensore numero 2.

In Fig. 6.10 è riportato lo schema equivalente al circuito, nel caso venga sfiorato il sensore numero 2.

Per permettere un rapido cambiamento della tensione di sintonia nella fase di passaggio da un canale all'altro, il transistor TB 21 viene portato in saturazione dal fronte di salita dell'impulso di reset che si presenta al piedino 2 dell'integrato. Ciò permette la scarica rapidissima della capacità di filtro collegata, esternamente al circuito, alla linea di alimentazione dei varicap. Il problema è particolarmente sentito quando si passa da un canale più alto ad uno più basso. In questo caso, infatti, la nuova tensione di sintonia, più bassa, non potrebbe arrivare istantaneamente ai varicap, poichè il diodo connesso al cursore del potenziometro attivato, risulterebbe polarizzato inversamente.

Per ultimo ricordiamo che, in molti casi, è prevista la possibilità di utilizzare un canale della pulsantiera per migliorare la quantità delle immagini riprodotte da videoregistratore (VCR). In questo caso, infatti, a seguito delle variazioni di

velocità del sistema meccanico, l'immagine riprodotta in normali condizioni si presenterebbe tremolante in senso orizzontale. Aumentando la velocità di risposta del sistema di CAF del circuito di deflessione di riga, è possibile inseguire e correggere le variazioni di fase e l'immagine risulta più stabile. Molti dei circuiti integrati usati come elaboratori di sincronismi (TAA 790, TBA 940, TBA 920, TBA 990, SN 76532, fino al più recente TDA 2590)* sono dotati di uno stadio per il cambiamento automatico della costante di tempo del circuito comparatore di fase: tale modificazione può essere imposta anche dall'esterno mettendo a massa un opportuno piedino dell'integrato. Questa operazione può essere effettuata molto semplicemente mandando in saturazione un transistor con la tensione di sintonia o con quella di banda, relative ad un canale (generalmente l'ultimo della tastiera). Così, ad esempio, nel caso di Fig. 6.11, nel

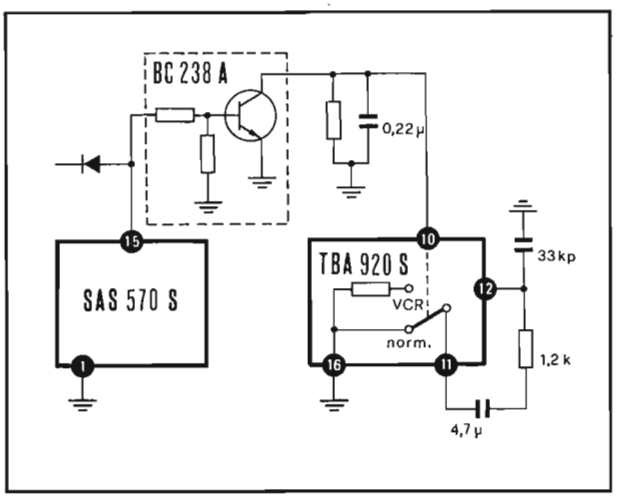


Fig. 6.11 - Inserimento automatico del filtro di CAF nel caso di riproduzione da videoregistratore.

quale il tasto 8 è predisposto per l'inserimento del videoriproduttore, l'uscita + 12 V di banda (piedino 15 dell'SAS 570 S) è mandata a polarizzare la base del transistor BC 238 A, che viene così saturato; quest'ultimo, risultando perciò equivalente ad un interruttore chiuso, connette a massa il piedino 10 del TBA 920 S, elaboratore dei sincronismi. Tale fatto provoca una diminuzione della capacità totale che concorre a formare il circuito di filtro del CAF e permette un più ampio campo di agganciamento del discriminatore interno all'integrato. Il circuito di CAF ha ora una risposta in frequenza più ampia e tale da permettere all'oscillatore di adeguarsi facilmente alle fluttuazioni di fase e frequenza del segnale registrato.

6.2.5. - Gli SAS 580/590

La generazione più recente di circuiti integrati, adatti al funzionamento con sensori tattili, si presenta ancora come un insieme di interruttori statici integrati; in questo caso, però, il potenziale da commutare non è più quello di alimentazione del circuito, bensì uno qualunque compreso tra circa 0 V ed un valore prossimo a quello di alimentazione (tipicamente 33 V).

A questa categoria appartengono gli integrati SAS 580/590 che ora descriveremo. Ciascun circuito integrato è costituito da più interruttori che possiedono una estremità in comune (Fig. 6.12). Ogni ingresso riceve la tensione presente sui cursori dei potenziometri di sintonia, posizionati per la ricezione delle diverse emittenti. In questo modo, sul conduttore di uscita del circuito, comune ai diversi interruttori statici, si ritrova la tensione presente sul cursore del potenziometro scelto, modificata solo di qualche mV. Gli interruttori statici sono, infatti, dagli stadi inseguitori che hanno la struttura di amplificatori operazionali, reazionati al fine di ottenere un guadagno unitario. In questo modo la tensione d'uscita è pari a quella d'ingresso.

Lo schema di principio degli interruttori è riportato in Fig. 6.13. I transistors T 1, T 2 e T 3 costituiscono un amplificatore operazionale nel quale l'uscita sul collettore di T 3 è collegata direttamente all'ingresso invertente all'operazionale stesso. Così, se il guadagno dell'amplificatore è molto alto, essendo

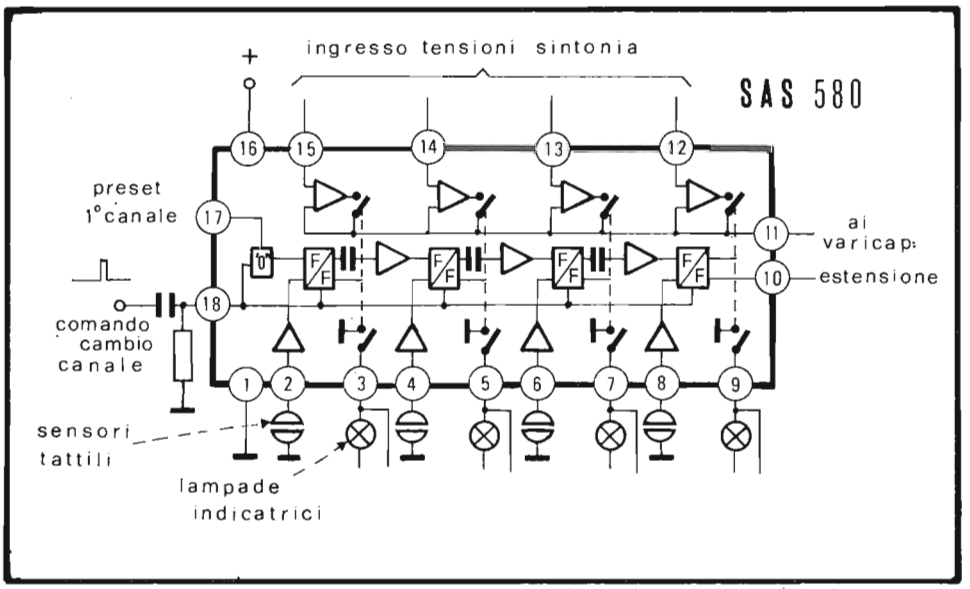


Fig. 6.12 - Schema a blocchi del circuito integrato SAS 580.

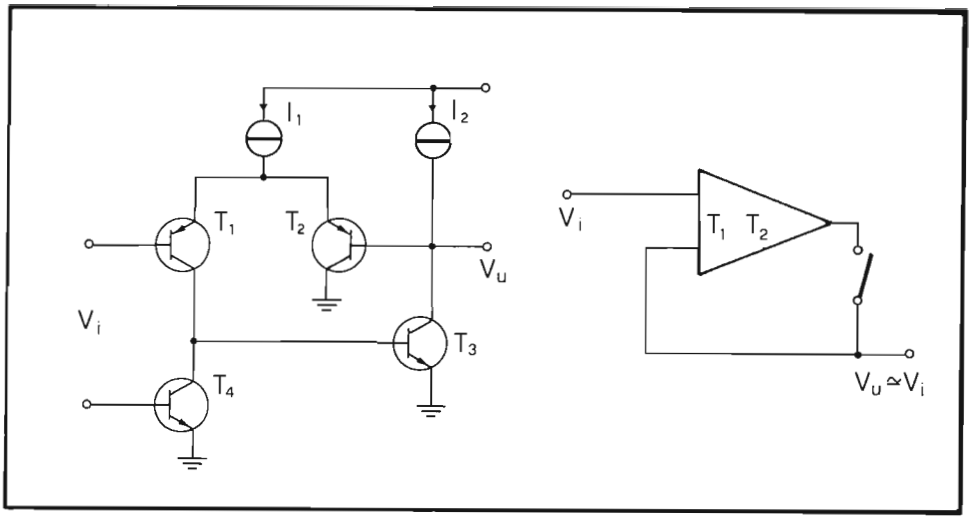


Fig. 6.13 - Schema di principio degli interruttori statici utilizzati entro l'SAS 580.

praticamente nulla la differenza di potenziale tra i due ingressi, la tensione d'uscita coincide con quella di entrata.

Il transistor T 4 opera come interruttore, trovandosi alla interdizione o alla saturazione. Nel primo caso la corrente di collettore di T 1 va tutta in base di T 3. Nel secondo caso il transistor T 3 risulta bloccato e la sua impedenza d'uscita diviene infinita. T 1, dal punto di vista della tensione d'ingresso, risulta così connesso a collettore comune, esattamente come T 2. Il carico di emettitore è un generatore di corrente che permette al circuito di lavorare entro un'ampia gamma di tensioni. Ciò risulta indispensabile, se si ricorda che la tensione di accordo di un tuner a diodi varicap assume valori compresi tra qualche decimo di volt e 30 V circa. La differenza tra V_u e V_i è pari a quella tra le tensioni base-emettitore dei due transistors T 1 e T 2, che si trovano ad operare allo stesso modo. Siccome però tali transistors sono costruiti contemporaneamente sullo stesso chip, e, quindi, risultano quasi identici, la differenza $V_u - V_i$ è praticamente trascurabile.

In pratica, il circuito di ciascun interruttore è un po' più complicato per l'aggiunta di altri elementi attivi e passivi, che ne aumentano il guadagno a maglia aperta, così da diminuire la differenza tra V_u e V_i e, allo stesso tempo, aumentare l'impedenza d'ingresso.

Il comportamento del circuito commutatore, in termini di differenza tra la tensione di uscita V_u e quella d'entrata V_i (ΔVp), al variare della temperatura ambiente, è riportato in Fig. 6.14. Come si vede, la differenza è estremamente

contenuta e tale da peggiorare la deriva dell'oscillatore locale in misura senz'altro trascurabile.

Il funzionamento dell'SAS 580 può essere compreso facendo riferimento alla Fig. 6.12. All'atto dell'accensione del ricevitore, un commutatore a soglia attiva il flip-flop del primo stadio (canale 1) e blocca quello di tutti gli altri. Ciò produce la chiusura dei due interruttori elettronici che forniscono alle uscite 11 e 3, rispettivamente, la tensione di sintonia e quella per la selezione della banda; quest'ultima è usata pure per l'accensione dell'indicatore del canale.

Quando un tasto viene sfiorato, si ha la commutazione in "on" del flip-flop interessato, con le conseguenze appena dette, e l'azzeramento (off) di tutti gli altri, per mezzo del collegamento interno che fa capo, esternamente, al piedino 18. L'uscita di ciascun flip-flop è connessa pure al successivo e ciò permette il funzionamento sequenziale del commutatore di canali, per mezzo dell'invio di un impulso positivo al terminale 18, senza la richiesta di alcun collegamento esterno.

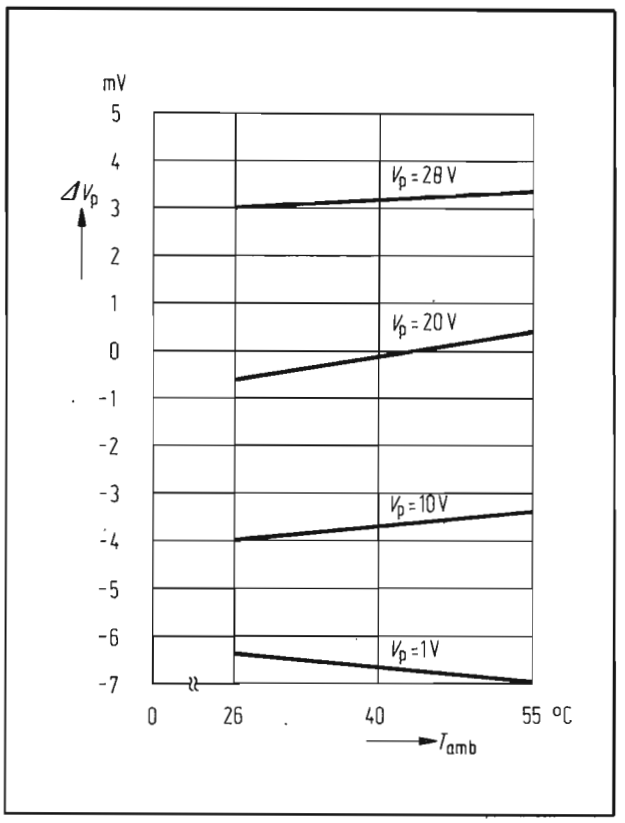


Fig. 6.14 - Andamento della differenza tra la tensione d'uscita e quella d'entrata al variare della temperatura.

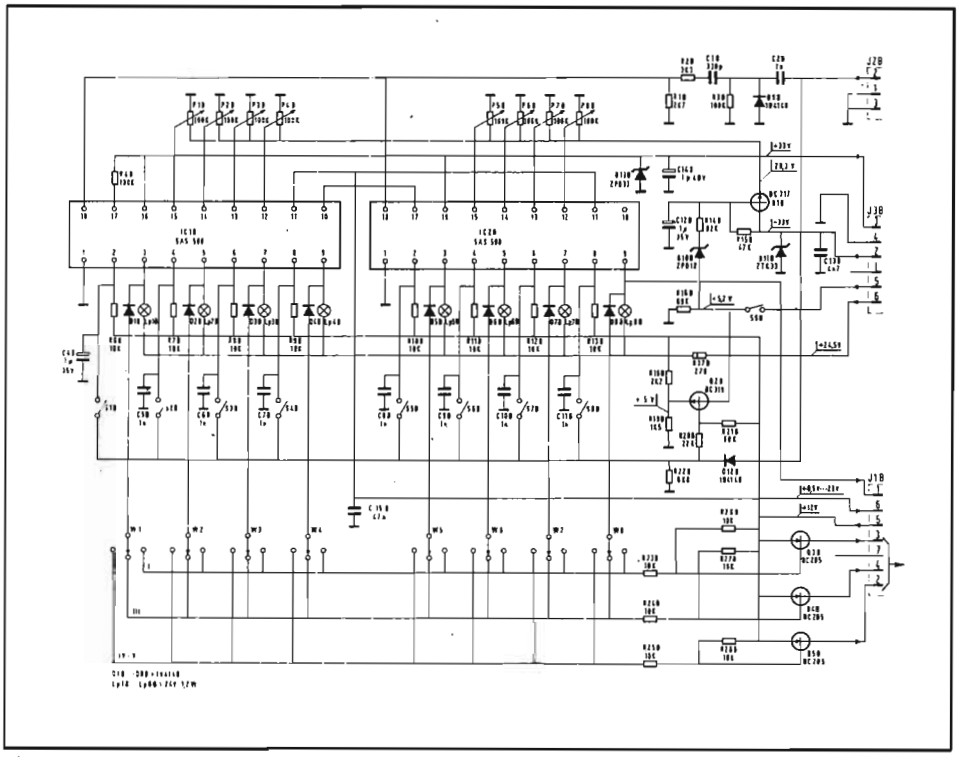


Fig. 6.15 - Schema elettrico del circuito di commutazione dei canali con sensori tattili equipaggiato con gli integrati SAS 580/590 (Autovox).

L'integrato SAS 590 differisce da quello descritto solo per l'assenza del circuito che posiziona automaticamente il canale 1 all'atto dell'accensione. In pratica si incontrerà perciò sempre un SAS 580 seguito da uno o più SAS 590, a seconda che i canali selezionabili siano 8 o più.

In Fig. 6.15 è riportato lo schema completo di un circuito per la commutazione elettronica di 8 canali che fa uso dei due integrati SAS 580 e SAS 590. In questo caso non vengono usati sensori tattili ma micro-contatti meccanici a corsa cortissima. Gli 8 ingressi degli integrati sono collegati a + 12 V tramite le resistenze R 6 B ... R 13 B. La chiusura di uno degli otto tasti S 1 B ... S 8 B produce l'abbassamento della tensione risultante all'ingresso attivato, a causa dell'effetto di partizione prodotto da una delle resistenze R 6 B ... R 13 B e R 22 B e, quindi, la commutazione del flip-flop corrispondente. Quest'ultimo immette sull'uscita 11 la tensione di sintonia del varicap, prelevata dal cursore del potenziometro prescelto, e, contemporaneamente, fornisce 12 V all'uscita corrispondente per la selezione di banda e per la tensione dell'indicatore del cana-

le. La tensione richiesta dal gruppo, per la selezione di banda, è in realtà fornita dai tre transistors Q 3 B, Q 4 B e Q 5 B che vengono portati in saturazione, uno alla volta, dalla tensione proveniente dai commutatori di banda. In questo modo viene garantita la separazione tra i diversi diodi commutatori del tuner che, altrimenti, verrebbero interessati dalle correnti di perdita dell'integrato e potrebbero modificare il funzionamento dell'oscillatore.

La tensione stabilizzata, per il pilotaggio dei varicap, è applicata ai potenziometri P 1 B ... P 8 B attraverso il transistor Q 1 B. Essi sono collegati all'emettitore, mentre la base si trova ad un potenziale stabilito dal partitore R 15 B - R 14 B - D 10 B - R 16 B.

Il tasto S 9 B include (chiuso) o esclude (aperto) la sintonia automatica (CAF), introducendo la tensione di correzione ai capi di R 16 B che viene quindi riportata, ridotta, all'emettitore di Q 1 B e, perciò, ai potenziometri di sintonia.

Per evitare agganci non corretti sulla portante audio o su quella dei canali adiacenti, è necessario eliminare la tensione di CAF nella fase di cambiamento del canale ricevuto. Ciò si ottiene per mezzo di Q 2 B che viene saturato, all'atto della chiusura di uno qualunque dei tasti o in presenza dell'impulso di comando a distanza, stabilendo così una tensione di circa 5,2 V ai capi di R 16 B (determinata dal partitore R 18 B - R 19 B che fissa il potenziale di emettitore), la stessa presente in assenza di CAF.

6.3. - La sezione di FI video ed il canale audio

Per quanto riguarda la sezione di FI video, possiamo dire che questa, in genere, può far uso di quattro transistors o di un transistor e un circuito integrato (soluzione più recente). Nel primo caso la curva di risposta totale è ottenuta per mezzo della combinazione di filtri di banda a semplice o a doppio accordo, interposti tra i transistors, esattamente come nel caso del ricevitore b/n.

La sola differenza interessa il rivelatore video che, nel ricevitore a colori, non ha il compito di produrre la seconda conversione di frequenza per il segnale audio (5,5 MHz); tale operazione è affidata invece ad un altro diodo che viene chiamato *rivelatore audio*. La necessità di prelevare il segnale audio prima del rivelatore video è dovuta alla presenza simultanea, nel caso di trasmissione di immagini colorate, della portante di colore e di quella audio distanti rispettivamente 4,43 MHz e 5,5 MHz dalla portante video e 1,07 MHz tra di loro. Se non si provvede ad eliminare uno dei due segnali, all'uscita del rivelatore video risulterà presente un nuovo segnale a 1,07 MHz, conseguenza del loro battimento. Tale segnale interferirebbe con quello di luminosità producendo delle barre che disturberebbero la riproduzione. Il prelievo del segnale audio prima del rivelatore video permette di attenuare, nella misura desiderata, il residuo di segnale audio evitando, con ciò, l'inconveniente detto. La curva di risposta dell'amplificatore a FI video deve soddisfare alle esigenze conseguenti alla trasmissione con banda laterale unica parzialmente soppressa, che si traducono,

come già noto dalla televisione in bianco e nero, nella presenza di un fianco, detto di Nyquist, al centro del quale (-6dB) viene a trovarsi la portante video. Nei ricevitori televisivi a colori si deve tener conto anche della presenza delle componenti cromatiche che, come si è visto nei precedenti capitoli, si trovano attorno alla frequenza che dista 4,43 MHz dalla portante video. Per tali componenti la resa deve essere massima, se non si vuole alterare la risposta cromatica del ricevitore.

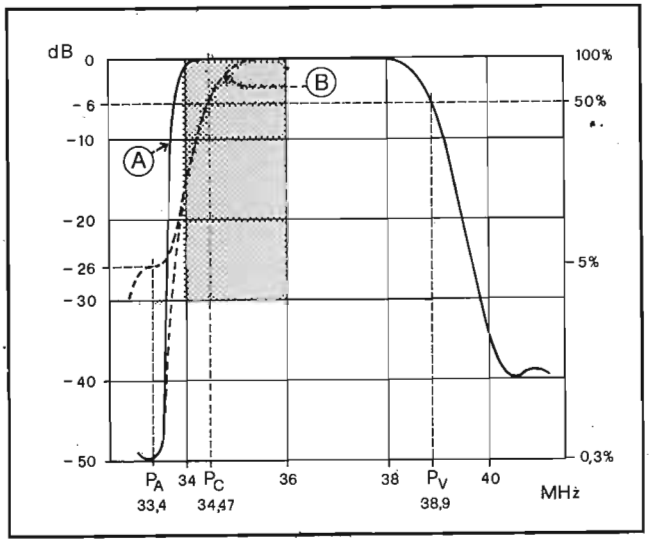


Fig. 6.16 - Possibili andamenti della curva di risposta dell'amplificatore di FI video.

La curva A di Fig. 6.16 indica una risposta che soddisfa a tali requisiti; essa però, a causa della notevole attenuazione richiesta alla portante audio (-50 dB), presenta una forte ripidità sul fianco, dal lato delle "alte" frequenze video, cui corrisponde una considerevole distorsione di fase. Ogni piccolo spostamento della frequenza di sintonia si traduce allora in una variazione di fase per i segnali cromatici e quindi in errori nei colori riprodotti.

In pratica si preferisce adottare la curva B che è meno ripida della precedente e per la quale la distorsione di fase è accettabile. In questo caso la sottoportante di crominanza risulta attenuata del 50% (-6 dB), esattamente come la portante video. Il diverso trattamento subito dalle bande laterali dell'informazione cromatica viene compensato, nell'amplificatore di crominanza, con un'opportuna scelta della curva di risposta del filtro di banda, come si vedrà nel capitolo ottavo.

In Fig. 6.17 è riportato lo schema di un amplificatore di FI video costruito con le tecniche descritte.

Il segnale in arrivo dal tuner incontra un filtro a doppio accordo, una parte del quale è contenuta nel gruppo e l'altra è rappresentata da L 101. Seguono tre trappole accordate rispettivamente a 31,9 MHz (portante video del canale adiacente), a 40,4 MHz (portante audio del canale adiacente) e a 33,4 MHz (portante audio del canale ricevuto). Il segnale giunge così alla base di T 101, che è il primo transistor amplificatore di FI video con guadagno regolato dal CAG. Al collettore di quest'ultimo è presente un filtro di banda con accoppiamento capacitativo (C 116), al cui secondario è collegata, attraverso il partitore C 117 - C 118, la base di T 102. Tra il collettore del secondo e la base del terzo transistor di FI video, si incontra un altro filtro di banda ad accoppiamento capacitivo (C 124). Sono presenti pure due neutralizzazioni che garantiscono la stabilità dei transistors T 102 e T 103, riportando una parte del segnale d'uscita all'ingresso, con fase opportuna, per mezzo di reti RC (R 114 - C 121 e R 122 - C 130).

Dal filtro di banda L 110 - L 115 e relative capacità viene prelevata magneticamente, per mezzo di L 111, una parte di segnale e operata la conversione di frequenza grazie al diodo Gr 102. Tra i prodotti di questa conversione viene selezionata, da L 201 e C 203, la componente a 5,5 MHz che è inviata all'amplificatore-rivelatore FM TAA 930*. L'uscita di BF (piedino 1) viene collegata all'inseguitore di emettitore T 231 che pilota lo stadio finale in classe A, realizzato tramite il transistor BD 128.

In segnale a FI video, privato della componente residua a 33,4 MHz per mezzo della trappola formata da L 112 e C 135, viene inviato al diodo rivelatore video Gr 101. All'uscita, eventuali residui del battimento audio-video a 5,5 MHz vengono eliminati dalla trappola, accordata su tale frequenza, formata da L 116 e C 144.

I televisori a colori di più recente costruzione fanno uso, nell'amplificatore di FI video, di un circuito integrato eventualmente preceduto da un transistor separatore. In questo caso, a seguito del bassissimo tasso di intermodulazione che introduce la rivelazione moltiplicativa* (o sincrona), è possibile disporre all'uscita anche del segnale audio a 5,5 MHz, senza perciò dover ricorrere ad un diodo convertitore supplementare. La curva di risposta dell'amplificatore a FI video è ottenuta con un filtro complesso interposto, assieme alle trappole per l'attenuazione delle portanti dei canali adiacenti, tra il tuner ed il circuito integrato, o tra il transistor ed il circuito integrato. Un esempio di stadio di FI video, completo di sezione audio è riportato in Fig. 6.18.

Tramite un transistor amplificatore BF 199, che permette la separazione tra il tuner e l'amplificatore a FI video, integrato, il segnale attraversa prima tre circuiti trappola accordati sulle portanti dei canali adiacenti e su quella audio del canale ricevuto e, quindi, un filtro complesso a quadruplo accordo, che ha il compito di formare la curva di risposta dell'amplificatore a FI video. La taratura

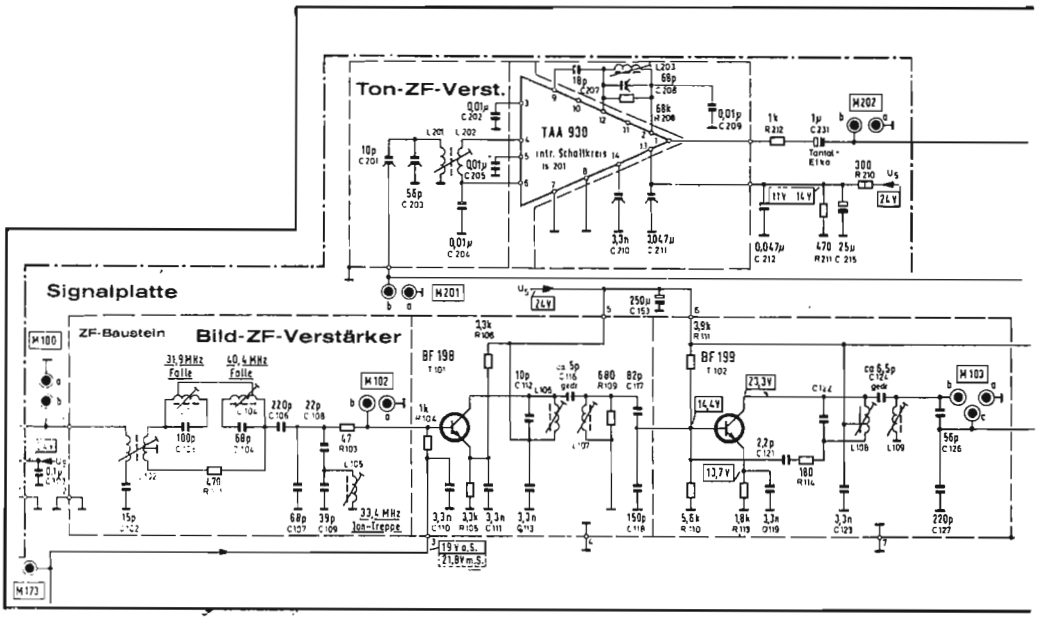


Fig. 6.17 - Sezione di FI video e canale audio di tipo tradizionale (Telefunken).

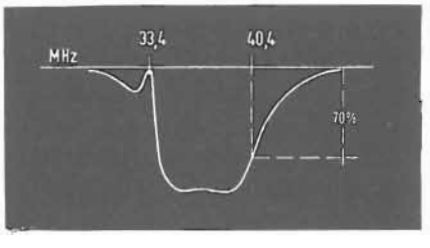
NOTE TECNICHE DI TARATURA DELLA SEZIONE DI FI VIDEO

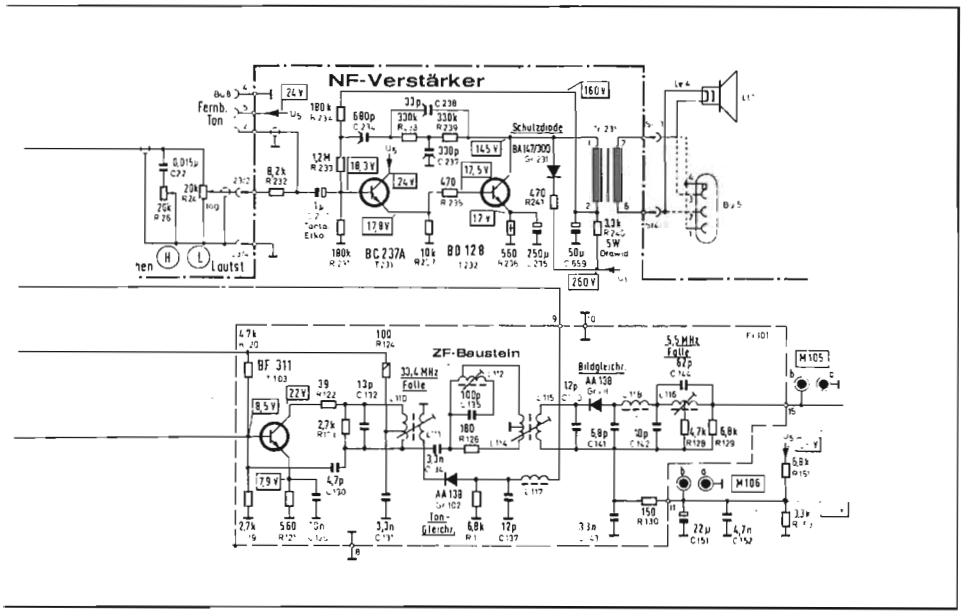
Operazioni preliminari

- Sintonizzare il ricevitore su un canale libero in banda III.
- Collegare il punto centrale di un partitore resistivo (1,5 kohm - 3,9 kohm), connesso tra + 24 V e massa, al morsetto M 171 (per bloccare l'azione del CAG).
- Collegare un filtro passa-basso (10 kohm - 1 kpF) all'uscita del morsetto M 105 per il collegamento all'oscilloscopio.
- Collegare M 173 a + 21 (alimentatore stabilizzato) dopo aver acceso l'apparecchio.
- Regolare l'uscita del generatore sweep-marker in modo che la tensione presente su M 105 non superi i 2 Vpp.

Taratura dei filtri del rivelatore

- Collegare M 103b e M 103a assieme.
- Inserire tra M 103c e massa il segnale dello sweep-marker attraverso un condensatore di 1 kpF.
- Regolare L 110/111 e L 114/115 fino ad ottenere la curva sotto indicata.
- Regolare L 112 per una resa minima a 33,4 MHz
- Rimuovere quindi i collegamenti.





Taratura dei filtri di banda L 106/107 e L 108/109

- Collegare il generatore sweep-marker attraverso un condensatore di 1 kpF tra il morsetto M 102b e massa.
- Portare la tensione al punto M 173 a 17,5 V per la massima amplificazione.
- Regolare L 107 ed L 108 per la resa massima a 36,15 MHz e quindi portare la tensione applicata al punto M 173 a 21 V.
- Regolare L 109 per una resa del 70% a 34,47 MHz e L 108 per una resa del 60% a 38,9 MHz.

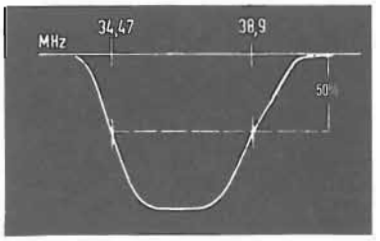
Taratura delle trappole e del filtro d'ingresso

- Inserire lo sweep-marker al piedino M 100 per mezzo di un condensatore di 100 pF e scollegare lo spinotto St 911/3.
- Regolare:
  L 101 a 36,15 MHz per il massimo
  L 103 a 31,9 MHz per il minimo
  L 104 a 40,0 MHz per il minimo
  L 105 a 33,4 MHz per il minimo.

Se occorre, per valutare l'effetto di attenuazione delle trappole, regolare oppurtunamente la tensione di CAG applicata al punto M 173.

Curva di taratura complessiva

- Inserire lo sweep-marker al piedino M 903 (sul tuner).
- Regolare L 108 e L 107 per una resa del 50% a 38,9 MHz.
- Regolare L 109 per una resa del 50% a 34,47 MHz come indicato nella curva di sotto.



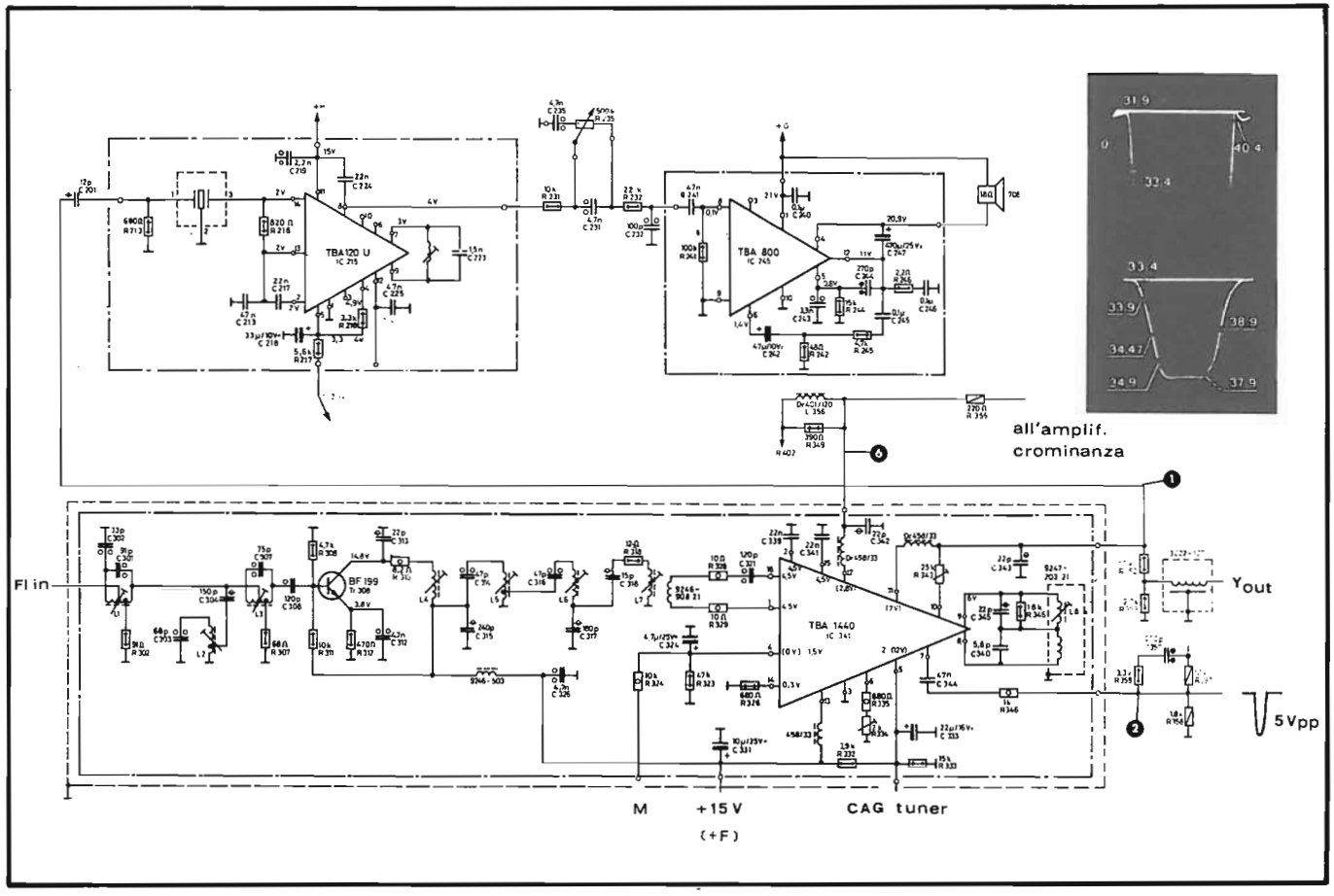


Fig. 6.18 - Sezione di FI video e canale audio a circuiti integrati (Grundig).

del complesso viene fatta cortocircuitando parte delle spire delle induttanze che sono stampate sul circuito. Il transistor separatore non è indispensabile per il raggiungimento del necessaro livello di guadagno dello stadio di FI video, poichè l'integrato TBA 440* ne possiede in quantità esuberante; la sua presenza è utile affinchè il filtro a larga banda, all'uscita del tuner, e quello a quadruplo accordo non interagiscano tra di loro, così da assicurare una facile intercambiabilità del tuner e dell'amplificatore a FI video, senza richiedere ritarature di alcun genere.

La demodulazione moltiplicativa è ottenuta estraendo la portante video dal segnale di media frequenza, dopo averlo limitato in ampiezza, eliminando ogni traccia di modulazione. La ricostruzione della portante è affidata al circuito risonante connesso tra i piedini 8 e 9 del TBA 440 ed accordato alla frequenza di 38,9 MHz. Da una delle due uscite simmetriche dell'integrato (piedini 11 e 12) viene prelevato il segnale audio a 5,5 MHz e inviato, per una precisa selezione, entro il filtro ceramico*. L'uscita di quest'ultimo è connessa all'ingresso del TBA 120 S*, che comprende: un amplificatore-limitatore, un rivelatore FM del tipo a coincidenza a doppia semionda* (il cui funzionamento è assicurato dal circuito sfasatore collegato tra i piedini 7 e 9) e da un circuito per il controllo in corrente continua del volume (piedino 5). Il segnale di BF, disponibile al piedino 8, passa attraverso la rete per il controllo del tono ed entra nel TBA 800* che realizza lo stadio amplificatore di potenza di BF.

Veniamo ora a descrivere le operazioni di taratura della sezione FI video relativa allo schema appena descritto.

Per la taratura della sezione FI video si predispone il ricevitore come segue.

- Si regola la sintonia su un canale VHF libero.
- Si smorza il circuito risonante del demodulatore moltiplicativo collegando in parallelo a C 340 una resistenza di 68 ohm e cortocircuitando L 8 con un ponticello.
- Si cortocircuitano i piedini 10 e 11 del circuito integrato, eliminando con ciò l'effetto del CAG.
- Si fissa il guadagno dell'amplificatore applicando al punto M una tensione di regolazione esterna (variabile tra 0 e 3 V) del valore di circa 1,7 V. Come sorgente di tensione si può utilizzare un potenziometro da 10 kohm posto tra + F e massa, con il cursore collegato al punto M.
- Si controlla il valore della tensione di alimentazione (+ F), che deve essere compreso tra 14 V e 15,5 V.
- Si collega, in parallelo alla sonda dell'oscilloscopio collegato al punto O, un condensatore di filtro di 4,7 kpF e si commuta l'ingresso dell'oscilloscopio in alternata.

In queste condizioni, si tarano le trappole a 31,9 MHz, 33,4 MHz e 40,4 MHz iniettando all'ingresso dell'amplificatore (I) un segnale di frequenza corrispon-

dente e modulato in ampiezza (4 kHz) e regolando i nuclei per la minima ondulazione visibile.

Si apre ora il tuner e si collega l'uscita del generatore sweep, attraverso un condensatore da 1 pF, a monte del filtro a FI. Si predispone l'oscilloscopio sulla sensibilità di 0,5 V/cm e si regola l'uscita dello sweep fino ad ottenere una deflessione di 4 cm, con una tensione di regolazione esterna di 0 V. Si riduce l'amplificazione fino a che la deflessione risulta di 2 mm, per mezzo del potenziometro collegato come indicato al quarto punto. Si aumenta ora l'uscita dello sweep fino a che l'altezza della curva diviene di 2 Vpp.

In queste condizioni si regolano L 7 per il massimo, L 6 per una resa del 50% (-6 dB) alla frequenza di 38,9 MHz (portante video), L 5 per la resa al tetto della curva ed L 4 per la linearità del tetto.

A regolazioni ultimate la curva di risposta deve presentarsi come indicato in Fig. 6.18.

6.4. - La sezione di luminanza

La funzione principale del canale di luminanza è quella di amplificare il segnale Y fino a portarlo ad un livello tale da permettere il completo pilotaggio del cinescopio.

I cinescopi a colori, siano essi con maschera fessurata o forata, presentano una tensione di interdizione dell'ordine di 130-140 V contro i 70-80 V di quelli in bianco e nero. Ciò comporta, per il loro completo pilotaggio, la disponibilità di un segnale video di ampiezza di poco inferiore al doppio di quella richiesta nei televisori in bianco e nero. Per la maggiore necessità di guadagno, l'amplificatore del segnale di luminanza deve essere equipaggiato con almeno due transistors (Fig. 6.19 A). La differenza sostanziale, rispetto al caso bianco-nero, è la presenza della *linea di ritardo*, cioè di un dispositivo a costanti distribuite che introduce sui segnali trasmessi un modesto ritardo ammontante, nel caso specifico, a 0,6-1 μs. La presenza della linea di ritardo è indispensabile per uguagliare il tempo di propagazione dei segnali di luminanza e crominanza, prima di essere sovrapposti al cinescopio e di ritrovarsi assieme nella matrice per produrre il segnale V-Y.

In segnale Y, infatti, attraversa un canale avente una larghezza di banda di 5 MHz mentre quello di crominanza, avendo, come noto, una frequenza massima di 1,5 MHz, andrà ad interessare circuiti a banda più ridotta. Poichè il tempo di transito di un segnale aumenta col diminuire della larghezza di banda, in assenza della suddetta linea di ritardo, l'informazione di crominanza verrebbe ritardata all'incirca il triplo rispetto a quella di luminanza.

La soluzione schematizzata in Fig. 6.19 A non è la sola possibile. Un'ovvia alternativa consiste nel pilotare i tre catodi (o le tre griglie controllo) del cinescopio tricromico direttamente con i segnali RVB (Fig. 6.19 B). In questo caso non esiste l'amplificatore finale del segnale di luminanza, ma l'informazione relativa,

dopo aver attraversato la linea di ritardo, giunge alla sezione di crominanza, all'uscita della quale ci sono i tre amplificatori che forniscono, con un'ampiezza adeguata, i segnali di colore. Il risultato è ovviamente lo stesso; l'unica difficoltà consiste nel garantire una costanza di amplificazione dei tre circuiti finali in tutte le condizioni operative. Eventuali modificazioni si farebbero sentire principalmente nel caso di riproduzione di immagini in bianco e nero che verrebbero

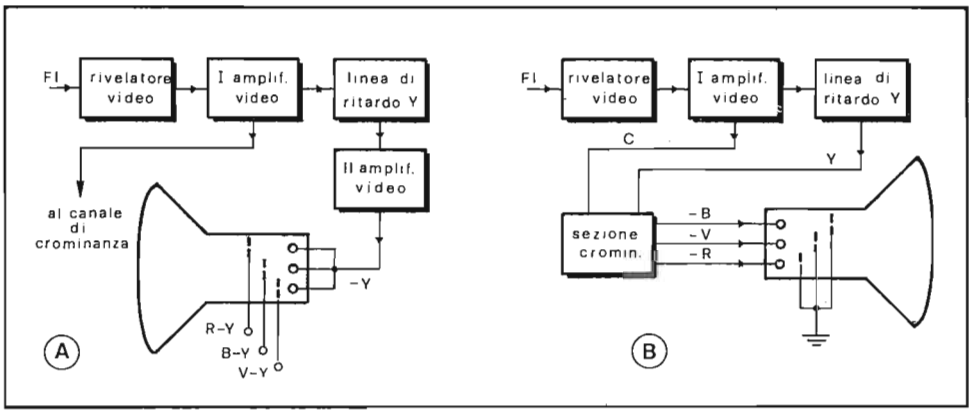


Fig. 6.19 - Schema a blocchi della sezione di luminanza nei casi di pilotaggio con segnali differenza colore (A) e RVB (B).

a presentare una tinta predominante. Ciò non accade ovviamente nel caso di pilotaggio contemporaneo dei catodi con il segnale di luminanza. C'è comunque da sottolineare che il metodo descritto (pilotaggio RVB) richiede uno stadio finale in meno e tre stadi finali di colore (RVB) interessati da segnali con escursioni picco a picco più contenute (si tenga presente che i segnali RVB hanno al massimo l'ampiezza del segnale di luminosità Y, mentre quelli differenza di colore possono raggiungere un'ampiezza quasi doppia). Questo costituisce un vantaggio nel caso di televisori completamente transistorizzati. Il maggior numero di componenti necessari per realizzare l'operazione di matrizzazione indispensabile per l'ottenimento dei segnali RVB, a partire da Y, R-Y e B-Y (si ricordi che nel caso di pilotaggio R-Y B-Y V-Y parte di questa operazione di matrizzazione era effettuata dal cinescopio) non è più un problema economico da quando sono apparsi sul mercato dei circuiti integrati progettati espressamente per elaborare le informazioni cromatiche e di luminosità, e fornire alle loro uscite i segnali RVB.

Dalla sezione di luminanza si tratterà diffusamente nel capitolo settimo.

6.5. - Il canale di crominanza PAL_{DL}

Questa sezione del ricevitore a colori ha il compito di elaborare l'informazione di crominanza che, ricordiamo, è trasmessa per mezzo delle due componenti differenza di colore R-Y e B-Y, di cui la prima con fase alterna di riga in riga, che hanno modulato due portanti di uguale frequenza ma sfasate di 90°. Il segnale composito che va ad interessare la sezione di crominanza, qualunque sia la sua provenienza, è costituito dai prodotti di modulazione di una sottoportante di 4,43 MHz, che occupano un canale di 2,1 MHz circa (1,4 MHz + 0,7 MHz) disposto asimmetricamente a cavallo della sottoportante. Per questo motivo la separazione del segnale di crominanza da quello di luminanza viene effettuata semplicemente con un filtro di banda dotato di "finestra" adatta. La tecnica adottata dai costruttori per realizzare questa sezione del ricevitore non è sempre la stessa; già il modo di attuare la demodulazione ammette diverse alternative. Le soluzioni più diffuse verranno analizzate in dettaglio nei prossimi capitoli. In questo paragrafo ci limiteremo a considerare, per grandi linee, le soluzioni a blocchi di tale sezione.

Analizziamo lo schema riportato in Fig. 6.20.

Dal segnale video composito viene separato il burst di colore per mezzo di un circuito "porta" (gate) comandato dall'impulso di fly-back di riga. Tale impulso determina la conduzione di un transistor, normalmente interdetto, il quale lascia così passare solo l'informazione contenuta sul piedistallo del segnale video.

L'ampiezza del burst è una precisa indicazione del livello dell'informazione cromatica ricevuta. Quest'ultimo potrebbe variare, in modo indesiderato, semplicemente per deriva dell'oscillatore locale del sintonizzatore. Poichè all'ampiezza della componente cromatica è associata la saturazione del colore, si rende necessario un controllo automatico del guadagno dello stadio amplificatore di crominanza (CAC), onde mantenere costante la saturazione anche di fronte ad ampie escursioni della sintonia.

Il funzionamento di questo stadio è simile a quello del CAG: viene rettificata l'ampiezza del burst e la tensione continua risultante, amplificata, è utilizzata per modificare il guadagno dello stadio amplificatore passabanda. Il burst di colore viene inviato anche nel discriminatore di frequenza assieme al segnale dell'oscillatore a 4,43 MHz: il confronto delle loro frequenze determina una tensione di errore che, per mezzo del circuito di controllo automatico di frequenza e fase (CAF), mette in fase l'oscillatore a 4,43 MHz.

Come si è visto in precedenza, la fase del burst viene variata ad ogni riga per permettere l'identificazione degli assi di modulazione. Per questo motivo all'uscita del discriminatore è pure disponibile un'onda quadra a metà frequenza di riga ($f_H/2$) utilizzata per sincronizzare il multivibratore bistabile (flip-flop) che comanda il commutatore 0/180°.

Nel caso di trasmissioni in bianco e nero, il burst non risulta trasmesso e ciò

determina l'assenza dell'onda quadra: in questo caso viene attivato un circuito *(killer)* che inibisce l'amplificatore di crominanza e quindi l'intera catena. Così si assicura una buona ricezione, senza disturbi cromatici delle trasmissioni in bianco e nero. Il killer-colore interviene anche quando il segnale ricevuto dall'antenna è debole o piuttosto disturbato. A tal fine esso è dotato di un regolatore che ne modifica la soglia di intervento. Altre volte l'azione di soppressione è esercitata direttamente dal circuito di CAC che così si trova ad attuare una duplice funzione.

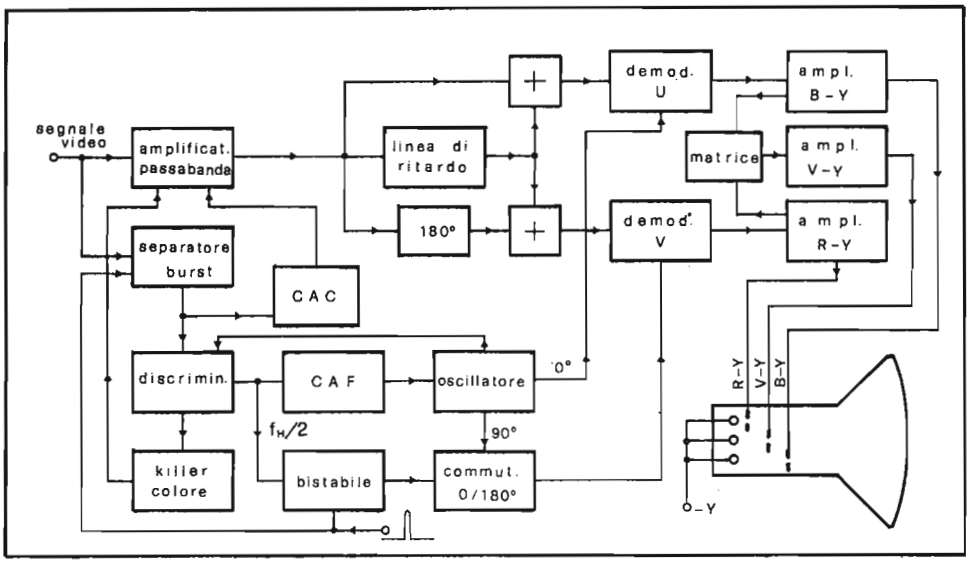


Fig. 6.20 - Schema a blocchi della sezione di crominanza di un ricevitore PAL

Il segnale all'uscita dell'amplificatore passa-banda viene inviato a due circuiti sommatori (al primo direttamente, al secondo per mezzo di una rete che introduce uno sfasamento di 180°) e alla linea di ritardo, l'uscita della quale viene applicata ai due circuiti sommatori. In questo modo, come si vedrà nel seguito, sarà possibile estrarre i segnali Cu e Cv già corretti degli eventuali errori di fase.

Rimane, a questo punto, solamente da attuare la rivelazione sincrona e a ciò provvedono i due demodulatori che sono pilotati dal segnale a 4,43 MHz, dotato di fase opportuna rispetto al burst. Le tensioni di uscita dei rivelatori sincroni, R-Y e B-Y, entrano nella matrice, con peso 0,51 e 0,19 rispettivamente, per produrre la tensione V-Y.

I tre segnali differenza di colore, amplificati e fissati ad un determinato livello di tensione continua ad ogni ritorno di riga *(clamp)*, vengono inviati alle griglie controllo del cinescopio tricromico.

Una variante al sistema di demodulazione descritto consiste nell'inviare il segnale ±Cv, uscente dal sommatore, non direttamente al rivelatore sincrono corrispondente, ma per mezzo di una rete sfasatrice 0/180°, commutata di riga in riga. In questo caso non risulta più necessario sfasare alternativamente la portante che, così, viene inviata con la sua fase originale al demodulatore B-Y e sfasata di 90° al demodulatore R-Y.

Del canale di crominanza si studieranno in dettaglio i diversi circuiti nel capitolo ottavo.

6.6. - La base dei tempi, l'EAT ed i circuiti di convergenza

La sezione sincronismi e la base dei tempi di un televisore a colori non differiscono sostanzialmente da quelle di un ricevitore b/n. I circuiti di deflessione, invece, devono fornire prestazioni notevolmente superiori. Ciò è dovuto al fatto che la superficie attiva del giogo di deflessione, nelle due direzioni di scansione, risulta superiore a quella del cinescopio monocromatico, dovendo interessare contemporaneamente tre fascetti; quindi, il campo di deflessione occupa un volume maggiore richiedendo così una maggior potenza per essere generato.

Oltre a ciò è necessaria una maggiore disponibilità di potenza per la presenza dei carichi rappresentati dai circuiti di convergenza dinamica, delle correzioni Nord-Sud ed Est-Ovest, che eliminano la deformazione a cuscino, e della EAT (su quello di deflessione di riga).

Nei cinescopi a colori, a causa di una più ridotta utilizzazione della superficie dello schermo luminoso, si richiedono valori di EAT e delle correnti di fascio notevolmente superiori a quelle usuali nei televisori monocromatici. Con un'EAT di 25 kV e livelli medi di luminosità, si hanno correnti di fascio di circa 1,5 mA. Ciò significa che la potenza fornita dal circuito di deflessione di riga al cinescopio, per illuminare lo schermo, ammonta a una quarantina di watt. Inoltre, per evitare che il valore della EAT cambi con il variare della luminosità, si impiegano circuiti di stabilizzazione che, a loro volta, per poter funzionare correttamente, necessitano di un certo margine di potenza. Queste considerazioni hanno orientato alcuni costruttori verso la separazione dei circuiti di deflessione di riga e di produzione della EAT. La necessità di stabilizzare l'EAT, al variare della luminosità dell'immagine, risulta ovvia se si considera che la mancanza di una tale stabilizzazione porta a variazioni della luminosità, nell'entità della deflessione e nella convergenza dinamica.

Della sezione sincronismi, ovvero dei circuiti preposti alla produzione dei segnali di pilotaggio degli stadi finali di deflessione, verrà data solo una rapida

descrizione nel seguito, essendo essi identici a quelli usati nei moderni ricevitori in bianco e nero. Per lo stesso motivo e in considerazione del fatto che l'aumentata richiesta di potenza non modifica la struttura dei circuiti, uno spazio limitato sarà pure dedicato agli stadi finali di riga e di quadro. Diffusamente si tratterà, invece, al capitolo decimo, dei circuiti di correzione del raster, di convergenza statica e dinamica e per la produzione della EAT, che risolvono problemi specifici dei ricevitori TV a colori.

CAPITOLO SETTIMO

La sezione di luminanza

7.1. - Introduzione

In Fig. 7.1 è riportato lo schema a blocchi della sezione di luminanza di un ricevitore nel quale il cinescopio è pilotato dai segnali differenza di colore. Il segnale composito presente all'uscita del rivelatore video viene inviato nel preamplificatore che funge essenzialmente da separatore (per questo motivo il transistor è connesso a collettore comune) e provvede ad evitare che la linea di ritardo, con la sua bassa resistenza caratteristica, carichi il rivelatore. Come si è già visto nel capitolo sesto, il segnale audio a 5,5 MHz è già prelevato o nell'amplificatore di FI video o, direttamente, all'uscita dell'integrato che esercita, tra l'altro, le funzioni di detto amplificatore e del rivelatore video. Immediatamente dopo il preamplificatore avviene la separazione tra i segnali di luminanza e di crominanza. Il primo passa attraverso la linea di ritardo (necessaria per la compensazione dei diversi tempi di transito) e una trappola a 4,43 MHz, inserita automaticamente durante la trasmissione di immagini colorate, e giunge, per via capacitiva, allo stadio pilota video. In questo stadio si provvede a ripristinare la componente continua, perduta precedentemente, per mezzo del fissaggio (clamp) del segnale video al livello del nero: modificando tale livello si può regolare la luminosità. Dal pilota video viene pure prelevato il segnale dal quale vengono estratti gli impulsi di sincronismo. Si giunge così allo stadio finale video. Qui opera un transistor (due nel caso di funzionamento in classe AB e B) che fornisce un segnale video d'uscita con un'ampiezza di circa 130 Vpp. La banda passante dev'essere di circa 5 MHz per garantire una soddisfacente risoluzione nel caso di riproduzione di immagini in bianco e nero.

Molto spesso ai blocchi descritti, cui corrispondono altrettanti transistors, se ne aggiungono degli altri per realizzare ad esempio, il circuito di spegnimento

delle ritracce di riga e di quadro, quello per la limitazione della corrente del fascio, il circuito di protezione contro le scariche verso il catodo del cinescopio.

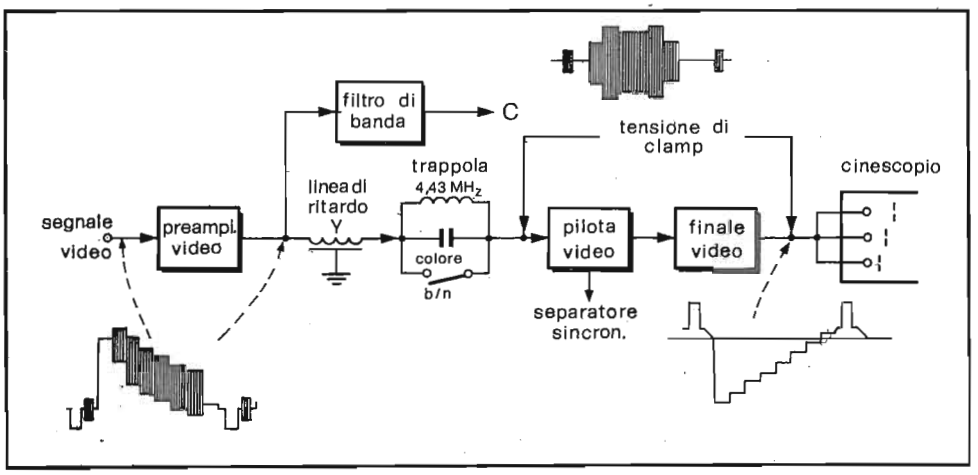


Fig. 7.1 - Schema a blocchi del canale di luminanza per il pilotaggio con segnali differenza di colore.

7.2. - La linea di ritardo Y

Per avere una corretta ricostruzione dell'immagine a colori sullo schermo del cinescopio è indispensabile che i segnali differenza di colore e di luminanza giungano contemporaneamente a pilotare il tubo a raggi catodici.

In realtà i segnali Y e quelli differenza di colore attraversano canali che possiedono larghezze di banda diverse: 5 MHz nel primo caso e 1,3 MHz circa nel secondo.

Conseguenza di ciò è un diverso tempo di salita per i segnali di luminanza e crominanza e, quindi, un ritardo del secondo rispetto al primo. Con l'aiuto della Fig. 7.2 possiamo comprendere le conseguenze di tale ritardo. Come noto, ogni segnale necessita di un certo tempo *(tempo di transito)* per percorrere il tragitto ingresso-uscita di un amplificatore e tale tempo è inversamente proporzionale alla larghezza di banda del circuito. Il segnale di crominanza C, perciò, giungerà al cinescopio ritardato di un tempo τ rispetto a quello di luminanza Y. Tenendo conto anche del numero di stadi attraversati dai due segnali, si trova che il tempo di ritardo τ ammonta a 300-800 ns. Ciò significa che, in assenza di dispositivi di compensazione, sullo schermo del cinescopio ci sarà un

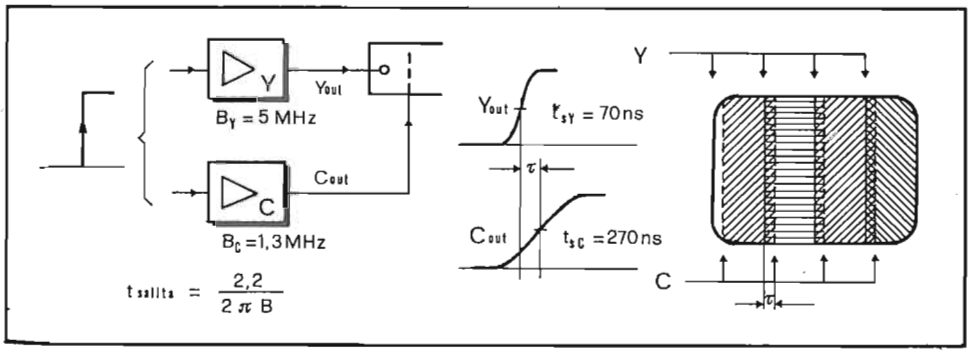


Fig. 7.2 - Effetto della diversa larghezza di banda dei comandi di luminanza e crominanza sul tempo di salita dei rispettivi segnali e sull'immagine riprodotta.

passaggio molto confuso tra un colore ed un altro; nel caso di barre colorate verticali, dapprima apparirebbero i fronti di luminanza e, successivamente (a circa 8 mm, per un cinescopio da 63 cm di diagonale), il relativo contenuto cromatico.

Notevoli miglioramenti nella riproduzione di immagini colorate si possono raggiungere ritardando il segnale di luminanza in modo da far coincidere i valori medi dei segnali Y e C (Fig. 7.3).

Per ottenere il ritardo necessario, vengono utilizzate delle linee di trasmissione particolari, nelle quali gli elementi L e C, distribuiti, hanno valori sufficientemente elevati per garantire una bassa velocità di propagazione v e quindi un alto tempo di transito; tale velocità è infatti definita dalla relazione:

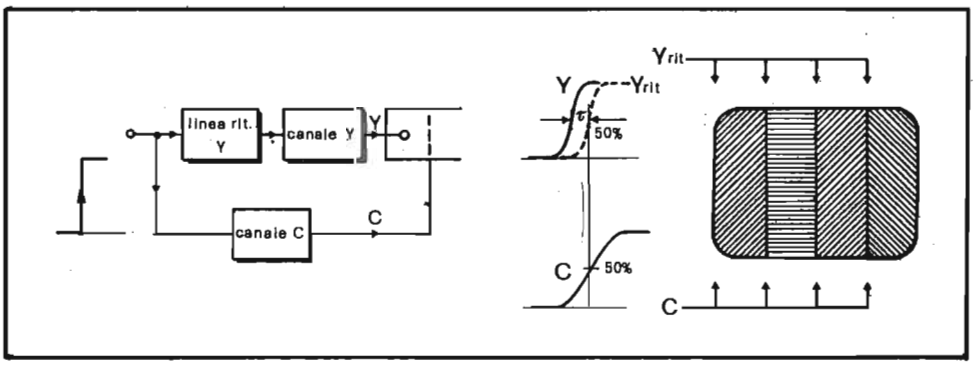


Fig. 7.3 - Compensazione dei tempi di transito dei segnali Y e C per mezzo di una linea di ritardo; suo effetto sull'immagine riprodotta.

$$v = \frac{1}{\sqrt{L\,C}}$$

ove L e C rappresentano i valori di induttanza e capacità per unità di lunghezza. Lo scopo viene raggiunto, ad esempio, avvolgendo un conduttore su un nucleo di ferrite, per aumentare L, e metallizzando il supporto, in modo da incrementare le capacità distribuite C.

In Fig. 7.4 è riportata la struttura di una linea di ritardo Y, realizzata avvolgendo un conduttore di rame smaltato su un supporto di ferrite ed interponendo tra essi una striscia di rame, collegata a massa. Il tutto viene ricoperto con una lacca protettiva isolante.

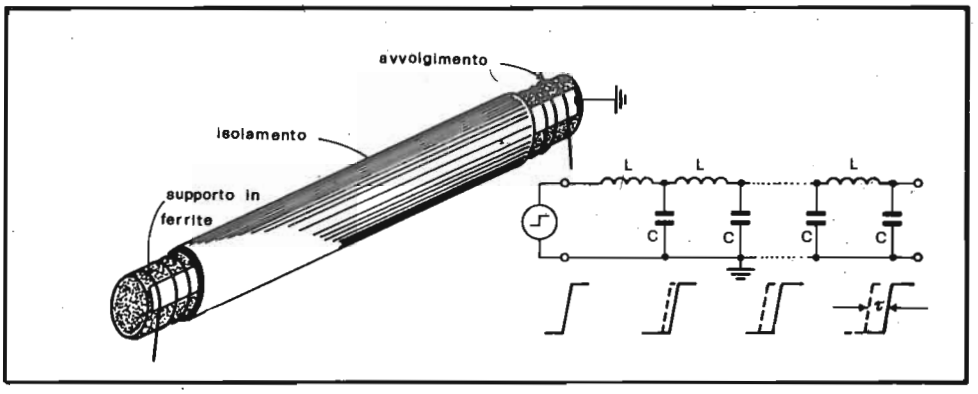


Fig. 7.4 - Struttura, circuito equivalente ed effetto su un segnale a gradino della linea di ritardo Y.

Il valore di resistenza caratteristica Rc della linea di ritardo è dato da:

$$Rc = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

e normalmente vale qualche kohm.

Per evitare riflessioni di segnali è indispensabile che le due estremità risultino chiuse su una resistenza di valore R_C. In altri termini la resistenza interna del generatore che alimenta la linea (stadio pilota) e quella di chiusura della stessa linea devono avere valori coincidenti con R_C. Se queste condizioni non sono verificate, vengono a formarsi riflessioni dei segnali che determinano un notevole peggioramento nella qualità dell'immagine riprodotta.

7.3. - Il canale di luminanza a componenti discreti

La descrizione fatta al paragrafo 7.1, naturalmente, non vale in generale: se, ad esempio, il collegamento tra lo stadio rivelatore ed il catodo del cinescopio viene realizzato direttamente, cioè senza accoppiamenti capacitivi, non serve inserire la componente continua e quindi manca il circuito di clamp. Una situazione di questo genere è riportata in Fig. 7.5.

Il segnale video rivelato viene privato del residuo segnale a 5,5 MHz per mezzo della trappola L 15 - C 50 e inviato alla base del transistor preamplificatore T 12. I segnali prelevati dal collettore e dall'emettitore vengono trasferiti, rispettivamente, al circuito integrato TBA 920 (sintesi sincronismi), alla sezione di crominanza e al CAG - gated (T 11). A proposito di quest'ultimo, osserviamo che in T 11 circola corrente di base solo durante gli impulsi di sincronismo, la cui ampiezza risulta di circa 0,5 - 0,6 V. In questa fase, l'emettitore viene a trovarsi ad un potenziale, superiore alla base proprio di 0,5 V (tensione di soglia), che, quindi, coincide praticamente con il livello del nero. E' così possibile fissare tale livello sulla base di T 11 e quindi sull'emettitore di T 12. Ne consegue che, in corrispondenza del nero, le tensioni continue presenti ai capi del potenziometro del contrasto P 401 sono coincidenti e, perciò, un qualunque sposta-

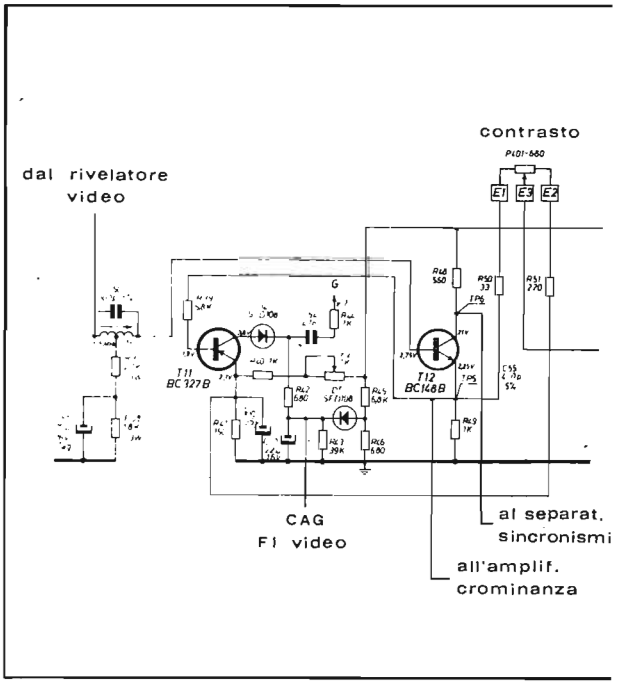
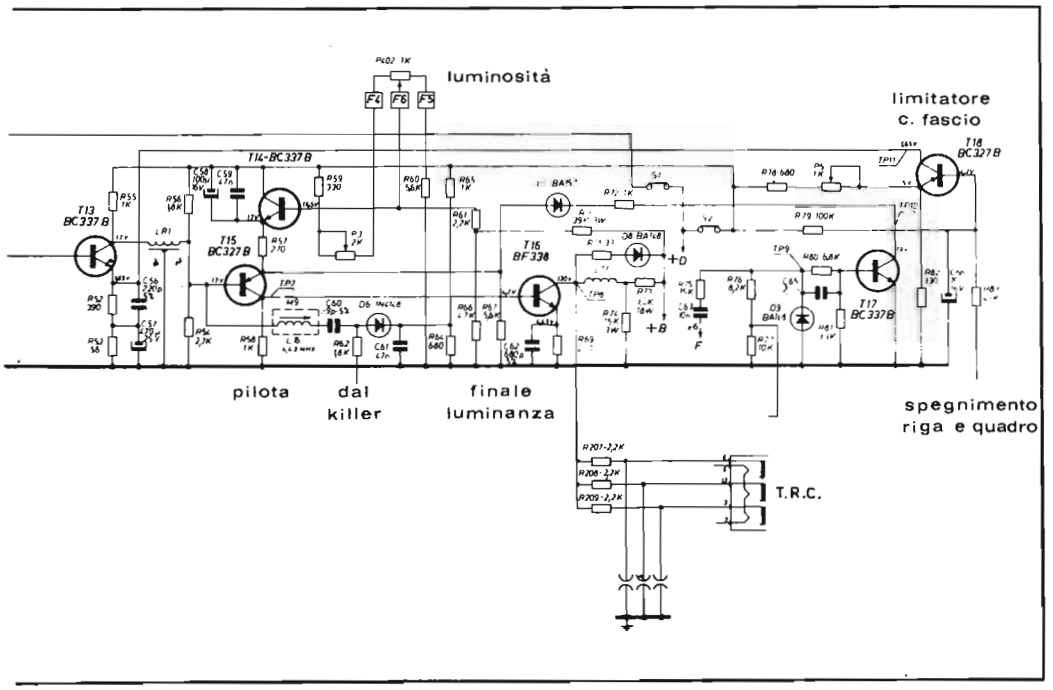


Fig. 7.5 - Canale di luminanza a componenti discreti (Rex).

mento del cursore non modifica la polarizzazione di base dello stadio successivo, ma solamente l'ampiezza del segnale video all'ingresso dell'amplificatore di luminanza). Ciò significa che il segnale inviato al transistor T 13 può essere variato in ampiezza per mezzo di P 401, ma risulta sempre "fissato" al livello del nero; ne consegue un controllo del contrasto indipendente da quello della luminosità.

Per compensare i diversi tempi di transito dei segnali entro i canali di luminanza e di crominanza, sul collettore di T 13 è presente una linea di ritardo (LR 1) di 0,47 μs (di questo componente si è detto al paragrafo 7.2). Il segnale Y, ritardato, giunge quindi alla base di T 15 (pilota video). Quivi è presente un circuito risonante serie, accordato a 4,43 MHz, un estremo del quale è collegato, attraverso D 6 e C 61, a massa. Il catodo del diodo è polarizzato positivamente per mezzo del partitore R 65 - R 64, mentre l'anodo diviene positivo solo nel caso di trasmissione a colori, ovvero quando il killer viene disattivato. In questo caso il diodo conduce e, per mezzo di C 6, cortocircuita a massa il segnale di crominanza.

La corrente di collettore di T 13 può essere modificata dalla conduzione di T 18 (limitatore della corrente di fascio). Quest'ultimo riceve alla base un segnale che dipende dalla intensità della corrente del fascetto elettronico del ci-



nescopio; se viene superato un valore prestabilito, determinato dalla posizione di P 5, T 18 entra in conduzione con conseguente innalzamento del potenziale di collettore e, quindi, di quello di emettitore del transistor T 13.

Considerando la fase del segnale video presente sul collettore di T 13, si può concludere che la conseguenza del superamento del livello di soglia prestabilito, per l'intensità di corrente del fascetto, è l'aumento del potenziale di collettore di T 13, ovvero la compressione del segnale di luminosità dal "lato" bianco. Questa riduzione, propagandosi attraverso T 15 (pilota) e T 16 (finale), ha l'effetto di ridurre l'intensità della corrente all'interno del cinescopio.

La corrente di collettore di T 15, quindi quella del finale T 16, ovvero la luminosità del cinescopio, dipende dalla polarizzazione di T 14. La tensione di base di quest'ultimo transistor è determinata dalla posizione del potenziometro P 402 (luminosità) inserito tra l'alimentazione (+ 24 V) e massa, attraverso P 3-R 59 e R 60 rispettivamente: P 3 permette così di regolare il valore minimo di luminosità. La polarizzazione di base di T 14 può essere modificata anche dalle variazioni della tensione di alimentazione dello stadio finale Y (+ 240 V). Qualora tale tensione dovesse crescere, aumenterebbe pure la tensione di base di T 14 per mezzo del partitore R 70-R 66 e, quindi, per quanto visto sopra, diminuirebbe la tensione al collettore di T 16: l'opposto accadrebbe nel caso di una diminuzione della tensione di alimentazione.

Il transistor T 15 può essere bloccato, producendo con ciò l'interdizione del cinescopio, dagli impulsi negativi che giungono al suo emettitore, per mezzo del diodo D 7, dal collettore di T 17. Questo transistor ha il compito di formare gli impulsi per lo spegnimento del cinescopio durante le ritracce verticali e orizzontali. Gli impulsi positivi di riga e di quadro, rispettivamente applicati, tramite C 63 e R 76, alla base del transistor, lo mandano in saturazione: ciò provoca la diminuzione della tensione di collettore di T 17 a 0,4 V, quindi, la conduzione di D 7 e la conseguente interdizione, come si è detto, del transistor pilota T 15, del finale T 16 e del cinescopio. Sulla base di T 17 è presente il diodo D 9 che consente la scarica di C 63, durante la scansione. Tale condensatore si era infatti caricato negativamente nella fase di spegnimento di riga attraverso R 75, R 80 e la giunzione base-emettitore di T 17.

Il segnale di luminanza Y, giunto alla base del transistor finale, viene da questo amplificato e inviato ai tre catodi del cinescopio attraverso le resistenze di protezione R 207-R 208-R 209. L'alimentazione dello stadio è assicurata dal partitore R 73-R 74, mentre L 17 realizza una compensazione di tipo parallelo per migliorare la risposta dell'amplificatore alle alte frequenze.

Eventuali scariche superiori a 240 V, provenienti dal cinescopio, sono limitate in ampiezza dal diodo D 8 che, divenendo conduttore, le riversa sul condensatore elettrolitico dell'alimentatore.

Un altro esempio di sezione di luminanza è riportato in Fig. 7.6. Il segnale video composito giunge alla base di T 1, dopo aver attraversato la trappola a 5,5 MHz, provenendo dal circuito integrato di FI video TCA 270. L'uscita di

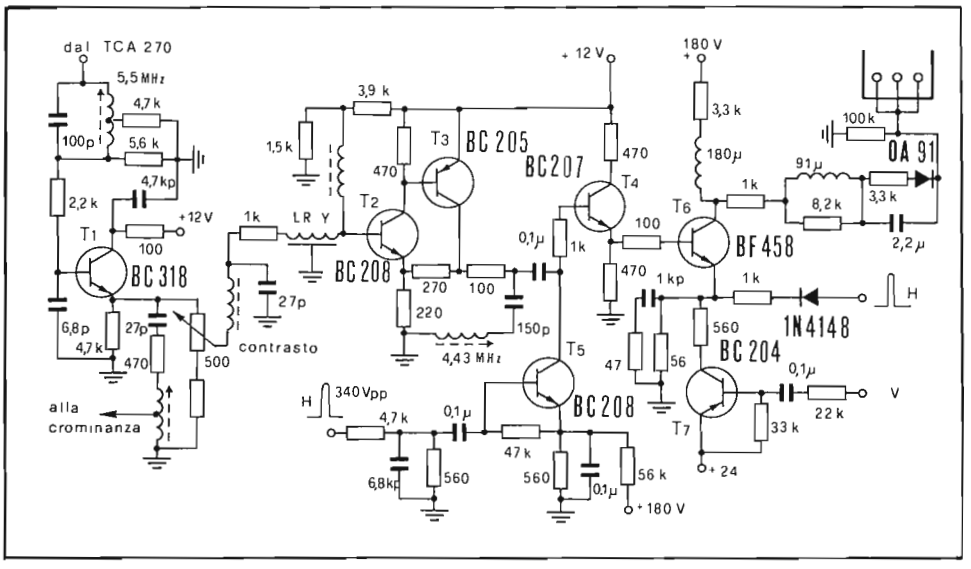


Fig. 7.6 - Canale di luminanza a componenti discreti (Autovox).

emettitore fa capo al potenziometro del contrasto e ad un circuito accordato serie, sull'induttanza del quale viene prelevato il segnale di crominanza. Il segnale di luminanza Y, disponibile sul cursore del potenziometro del contrasto, attraversa un filtro passa-passo disaccoppiatore e quindi la linea di ritardo LR Y (0,39 μs), giungendo così sulla base di T 2. Questo transistor, assieme a T 3, forma un amplificatore a due stadi, con accoppiamento in continua, dotato di una forte controreazione, in modo tale da assicurare una buona stabilità ed un livello di uscita di circa 3 Vpp. La trappola a 4,43 MHz, collegata anche durante il funzionamento in bianco e nero, introduce una sufficiente attenuazione in corrispondenza alla frequenza della sottoportante cromatica. Sulla base di T 4 è collegato il circuito restitutore della componente continua *(clamp)*, formato da T 5 e relativi elementi accessori; quest'ultimo transistor riceve alla sua base un impulso di fly-back di riga che lo porta in saturazione. Come è noto, il collettore di un transistor saturato si trova ad un potenziale che differisce da quello di emettitore di soli 0,2 - 0,4 V; nel caso in esame il collettore di T 5, durante gli impulsi di riga, si porterà ad una tensione di circa 2,2 V (1,8 V + 0,4 V) e, a questo stesso valore, verrà caricato il condensatore d'accoppiamento che porta il segnale alla base di T 4; la stessa tensione rappresenta così pure il livello al quale si aggancia il segnale video durante gli impulsi di sincronismo. L'uscita di emettitore di T 4 pilota direttamente lo stadio finale di luminanza T 6. Quest'ultimo viene interdetto durante i ritorni di riga e di quadro per attuare lo spegni-

mento delle ritracce. La cancellazione orizzontale è realizzata inviando, per mezzo del diodo 1 N 4148, un impulso positivo sull'emettitore di T 6; quella verticale per mezzo di T 7, che viene saturato dall'impulso negativo inviato alla sua base e proveniente dall'oscillatore di quadro. Il collettore di T 7 si porta a 24 V circa e così viene alzato il potenziale di emettitore di T 6, che risulta interdetto per tutta la durata dell'impulso.

7.4. - Canale di luminanza a circuito integrato. Il TBA 970

Passiamo ora ad esaminare una soluzione più recente che fa uso di un circuito integrato nel quale sono incluse tutte le funzioni richieste dal canale di luminanza comprese tra il rivelatore video e lo stadio finale di luminanza.

In Fig. 7.7 il segnale video, proveniente dal piedino 10 del TBA 1440, attraversa la linea di ritardo e giunge, per mezzo di una trappola accordata a 5,5 MHz, al piedino 3 del TBA 970. Qui esso incontra un preamplificatore differenziale, il cui guadagno è regolabile tramite il controllo effettuato sul genera-

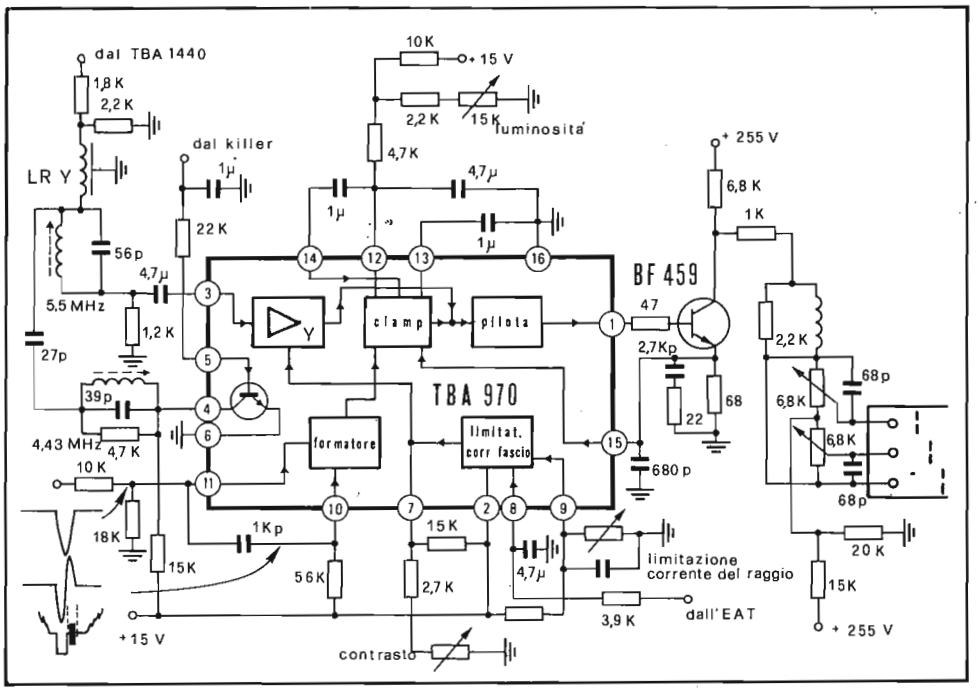


Fig. 7.7 - Schema a blocchi del TBA 970 e suo impiego nel canale di luminanza (Grundig).

tore di corrente costante dal potenziometro del contrasto. Un secondo stadio amplificatore (clamp) restituisce il livello di tensione continua al segnale video. Tale valore viene ottenuto per mezzo del fissaggio del livello del nero ad un valore prestabilito dalla posizione del cursore del potenziometro di luminosità (piedino 12). Tale fissaggio avviene in corrispondenza al piedistallo posteriore, immediatamente dopo l'impulso di sincronismo di riga, confrontando il livello del nero del segnale, presente all'emettitore del transistor finale video, con quello prestabilito dal potenziometro di luminosità. Variando quest'ultimo si modifica il valore della componente continua e, quindi, la luminosità dell'immagine.

La forma esatta dell'impulso di clamp è ottenuta entro un circuito formatore che riceve l'impulso di fly-back di riga al piedino 11 e lo stesso, differenziato, al piedino 10. La tensione di clamp è filtrata dal condensatore posto tra il piedino 13 e massa.

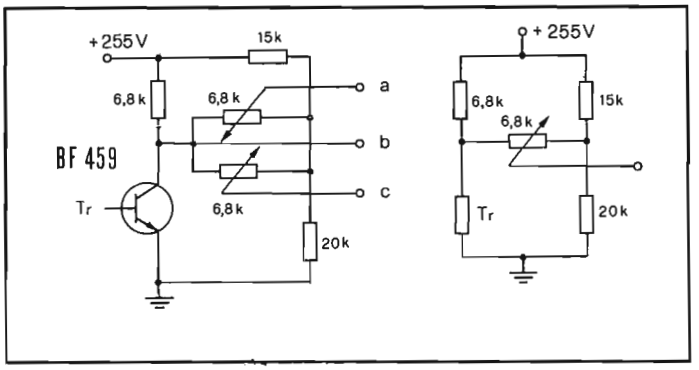
Per la limitazione della corrente del cinescopio (circa 1,5 mA), viene prelevata dal triplicatore EAT una tensione proporzionale alla corrente catodica e applicata al piedino 8. Qui essa è confrontata con quella presente al piedino 9 e, nel caso venga superata la soglia prestabilita, interviene il circuito limitatore che riduce il contrasto e quindi la luminosità delle zone chiare.

Ai piedini 4, 5 e 6 è collegato un transistor che può essere usato come interruttore per l'inserimento della trappola a 4,43 MHz, quando la trasmissione è a colori. Una tensione positiva, ottenuta per rettificazione del burst, porta in saturazione il transistor e così un estremo della trappola a 4,43 MHz risulta collegato a massa.

Il segnale di luminanza giunge alla base del transistor finale video, uscendo dal piedino 1, attraverso la resistenza di 47 ohm. Dal collettore dello stesso transistor, il segnale viene inviato ai tre cannoni del cinescopio attraversando una induttanza di compensazione e un circuito a ponte. Di ques'ultimo (Fig. 7.8) fanno parte la resistenza di carico (6,8 kohm), il transistor finale video e le due resistenze da 15 kohm e 20 kohm, che formano un partitore collegato a + 255 V. I due regolatori da 6,8 kohm sono connessi tra due nodi opposti del ponte: gli altri due nodi fanno capo, rispettivamente, all'alimentazione e a massa. Il ponte si trova in equilibrio quando il segnale d'ingresso raggiunge il livello del nero. In questo caso ai tre catodi è applicata la stessa tensione e le tre griglie schermo andranno regolate per la simultanea interdizione dei tre cannoni. Per livelli diversi dal nero, i segnali video risultanti alle uscite *a* e *c* sono di minore ampiezza rispetto all'uscita *b*, a causa della corrente che, attraversando i due potenziometri, determina una caduta di tensione ai capi degli stessi. Il segnale -Y viene così inviato direttamente ad uno dei tre cannoni mentre risulta regolabile in ampiezza per gli altri due. In questo modo è possibile correggere i diversi gradi di rendimento dei tre fosfori e le inevitabili differenze costruttive, che altrimenti fornirebbero valori diversi di luminosità.

Per i suddetti motivi, i tre terminali dei catodi, in genere, sono accessibili me-

Fig. 7.8 - Circuito a ponte per la regolazione del segnale -Y inviato ai tre catodi del cinescopio.



diante contatti ad innesto e così, in fase di regolazione del bianco, si applica tutto il segnale video a quel catodo cui corrisponde la minor sensibilità, mentre gli altri due ricevono il segnale -Y, attenuato dai rispettivi regolatori, che risultano correttamente posizionati quando l'immagine in b/n riprodotta non presenta, per tutti i livelli di grigi, alcun colore predominante. La taratura per la coincidenza dei punti di interdizione viene fatta regolando le tensioni di griglia schermo dei tre cannoni.

Col tempo, a causa dell'invecchiamento del cinescopio, può succedere che uno dei tre colori fondamentali appaia più debole. Se ad esempio, durante la taratura del bianco prevale il rosso, sebbene i regolatori del blu e del verde siano a fine corsa, bisogna scambiare il collegamento del rosso con quello del colore più debole e quindi rifare l'operazione della taratura del bianco.

7.5. - Il TDA 2500

Un circuito integrato di recente costruzione, sviluppato per realizzare le funzioni richieste dal canale di luminanza, è il TDA 2500. Tali funzioni sono:

- l'amplificazione di luminanza;
- la regolazione del contrasto agente sui segnali di luminanza e crominanza;
- il controllo di luminosità;
- la limitazione della corrente del fascio;
- il fissaggio del livello del nero;
- il pilotaggio della linea di ritardo Y;
- il pilotaggio diretto dello stadio d'uscita di luminanza, realizzato mediante uno stadio emitter-follower;
- l'eventuale spegnimento di riga e di quadro.

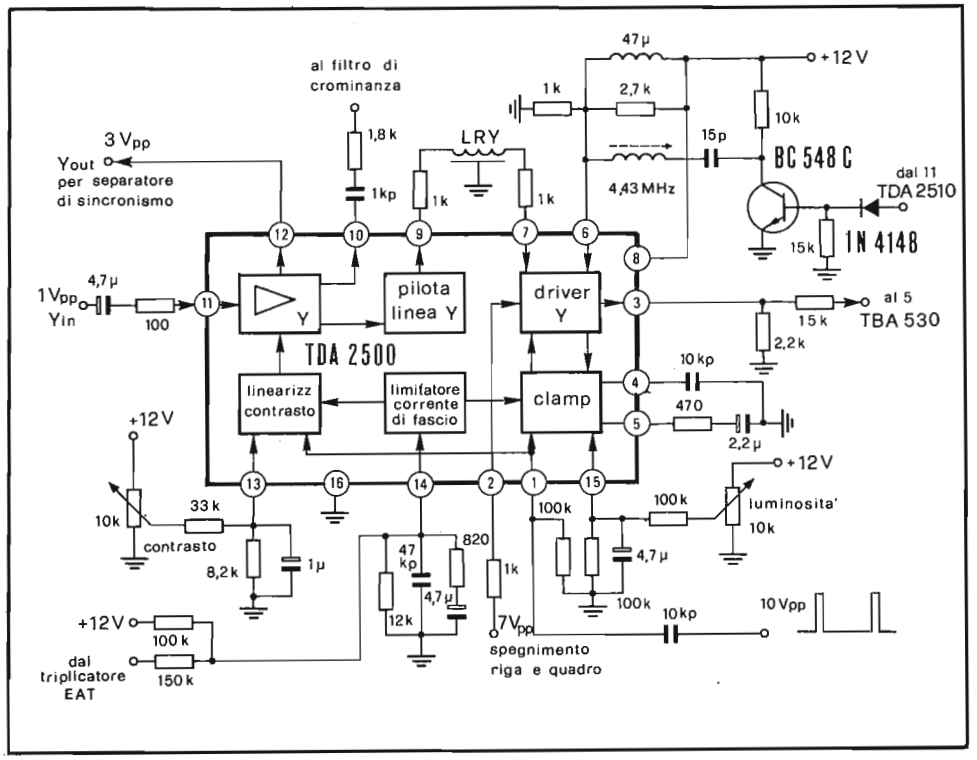


Fig. 7.9 - Schema a blocchi del TDA 2500 e suo impiego nel canale di luminanza (Nord Mende).

In Fig. 7.9 è riportato lo schema a blocchi del TDA 2500, assieme ad un circuito tipico d'impiego. Il segnale video composito, proveniente dal modulo FI video-rivelatore, entra dal piedino 11 e subisce una prima amplificazione da parte di uno stadio il cui guadagno viene controllato dal circuito linearizzatore, pilotato a sua volta dalla tensione continua presente sul cursore del potenziometro del contrasto. Ai piedini 12 e 10 sono disponibili così due segnali di fase opposta che vengono inviati rispettivamente al separatore di sincronismi ed al filtro di crominanza; attraverso una terza uscita il segnale composito giunge allo stadio pilota della linea di ritardo Y, quest'ultima adattata in ingresso ed in uscita con le due resistenze da 1 kohm. Il segnale, ritardato, rientra attraverso il piedino 7 nello stadio pilota Y, nel quale esso viene sommato agli impulsi di spegnimento di riga e di quadro in arrivo al piedino 2.

La risposta in frequenza di questo stadio dipende dalla natura del carico collegato al piedino 6. Nel caso di trasmissioni in bianco e nero, il transistor

BC 548 C è interdetto e quindi tale carico è rappresentato da un'induttanza di compensazione che assicura una risposta piatta sino a 5 MHz. Nel caso di trasmissione a colori, dal TDA 2510 proviene una tensione positiva che satura il transistor che, così, connette tra il piedino 6 e massa un circuito risonante serie, accordato a 4,43 MHz, il quale, a sua volta, introduce un'attenuazione adeguata nella risposta del driver, a tale frequenza.

Il segnale Y per lo stadio finale, oppure per la matrice (nel caso di pilotaggio RVB) è disponibile all'uscita 3 dell'integrato. Il circuito di clamp riceve impulsi a frequenza di riga al piedino 1, per il fissaggio del segnale al livello del nero. Questo livello può essere modificato per mezzo della tensione continua applicata al piedino 15, che è regolata dal potenziometro della luminosità.

La corrente del fascio elettronico del cinescopio, circolando nella resistenza di chiusura del triplicatore di tensione, provoca un segnale che viene applicato al piedino 14. Nel caso sia superato un livello prestabilito dal valore dei componenti che fanno capo a tale terminale, interviene uno stadio che limita sia il contrasto che la luminosità, producendo una compressione del segnale video dal "lato" del bianco.

CAPITOLO OTTAVO

La sezione di crominanza

8.1. - Introduzione

Al paragrafo 6.4 è già stata descritta, in modo sommario, la sezione di crominanza PAL_{DL} ; sono stati evidenziati le funzioni dei blocchi costitutivi ed il percorso dei segnali. Nei paragrafi seguenti verrà analizzato in dettaglio il funzionamento dei singoli stadi, facendo riferimento a schemi di televisori commerciali a componenti discreti ed integrati.

8.2. - Il separatore di crominanza

All'uscita del separatore video, immediatamente dopo lo stadio rivelatore, il segnale di crominanza (che, ricordiamo, è rappresentato dai prodotti della modulazione bifase della sottoportante a 4,43 MHz, operata con i segnali differenza di colore R-Y e B-Y ridotti) viene estratto da quello di luminanza per mezzo di un filtro di banda. La curva di risposta di quest'ultimo ha una forma che dipende fortemente dal trattamento che hanno subito le componenti di frequenza più alta nell'amplificatore di FI video.

Come si è detto nel capitolo sesto, è molto diffusa la tecnica di sagomare (Fig. 8.1 B) la curva di risposta dell'amplificatore di FI video, in modo che la sottoportante cromatica (34,47 MHz) risulti attenuata di 6 dB (resa al 50%): ciò fa sì che il fianco di sinistra della curva sia meno ripido, con conseguente riduzione della distorsione di fase che, come sappiamo, si traduce in errore di tinta. Per ripristinare il corretto rapporto fra le oscillazioni laterali del segnale cromatico, si deve introdurre una asimmetria opportuna nella curva di risposta dell'amplificatore di crominanza che compensi esattamente quella adottata nell'amplificatore di FI video (Fig. 8.1 C). In questo modo, la curva di risposta

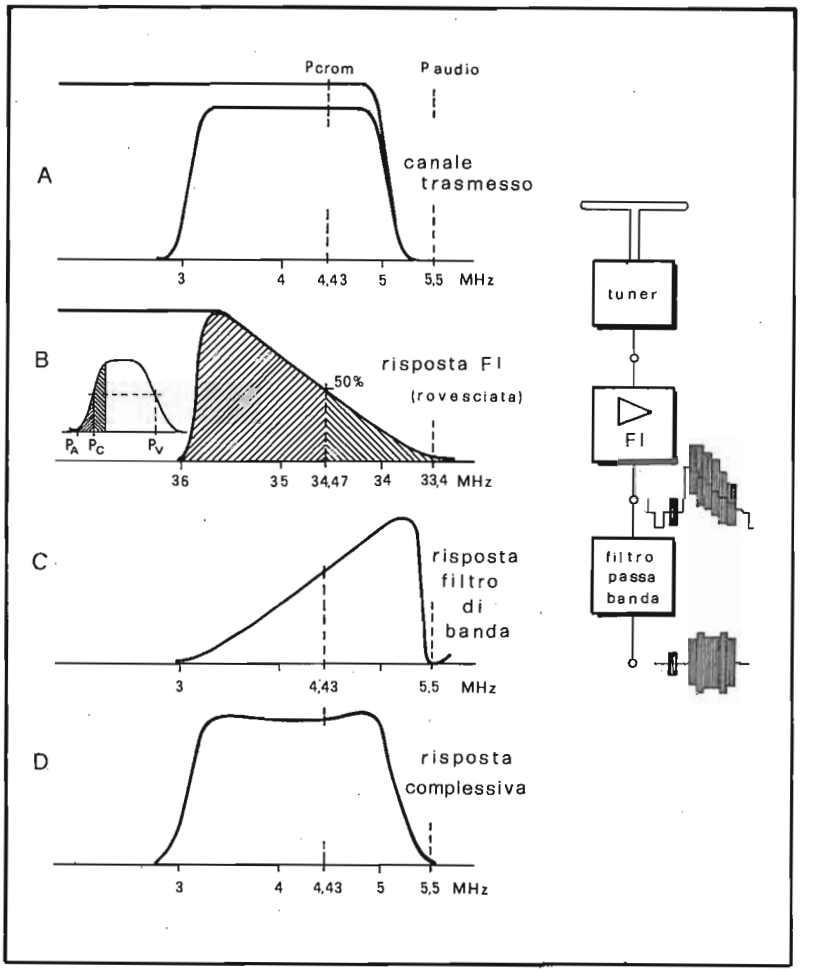


Fig. 8.1 - Curve di risposta dell'amplificatore FI video (B), del filtro di banda di crominanza (C) e totale (D).

complessiva per i segnali cromatici, fra l'antenna e l'uscita dell'amplificatore di crominanza, risulta praticamente piatta per tutto l'intervallo di frequenze comprese tra 3,5 e 5 MHz (Fig. 8.1 D).

Eventuali disallineamenti dell'amplificatore FI video o del filtro di banda di crominanza, alterando la curva D, modificano, oltre che la definizione cromatica, pure il ritardo tra i segnali Y e C che pilotano il cinescopio. Con una taratura errata il tempo di ritardo del segnale di crominanza risulta maggiore (banda passante troppo stretta) oppure minore (banda passante troppo larga), rispetto

al valore nominale di compensazione della linea di ritardo Y. Di conseguenza si vengono a formare errori di sovrapposizione fra luminanza e colore.

8.3. - L'amplificatore di crominanza a componenti discreti

Il segnale di crominanza, assieme al burst, dopo aver attraversato il filtro di banda, entra nell'amplificatore di crominanza. In questo stadio, a volte, si ha la separazione del burst dal segnale C e l'amplificazione di entrambi i segnali. Per evitare variazioni di saturazione (contrasto colore), la tensione d'uscita dell'amplificatore di crominanza deve essere indipendente da eventuali fluttuazioni del segnale d'entrata, quali potrebbero verificarsi, ad esempio, a causa della deriva dell'oscillatore locale, oppure durante la commutazione del programma. Tale condizione viene raggiunta con un sistema di controllo automatico di crominanza (CAC) che impiega una tensione di regolazione ottenuta a seguito della rettificazione del burst. Quest'ultimo viene infatti trasmesso con ampiezza costante e quindi può essere assunto come grandezza di riferimento.

La saturazione delle zone colorate si può variare manualmente per mezzo di un potenziometro, che agisce sulla polarizzazione di uno dei transistors contenuti nello stadio, variandone l'amplificazione; altre volte tale potenziometro agisce come partitore di tensione.

In Fig. 8.2 è riportato lo schema di un amplificatore di crominanza realizzato con componenti discreti.

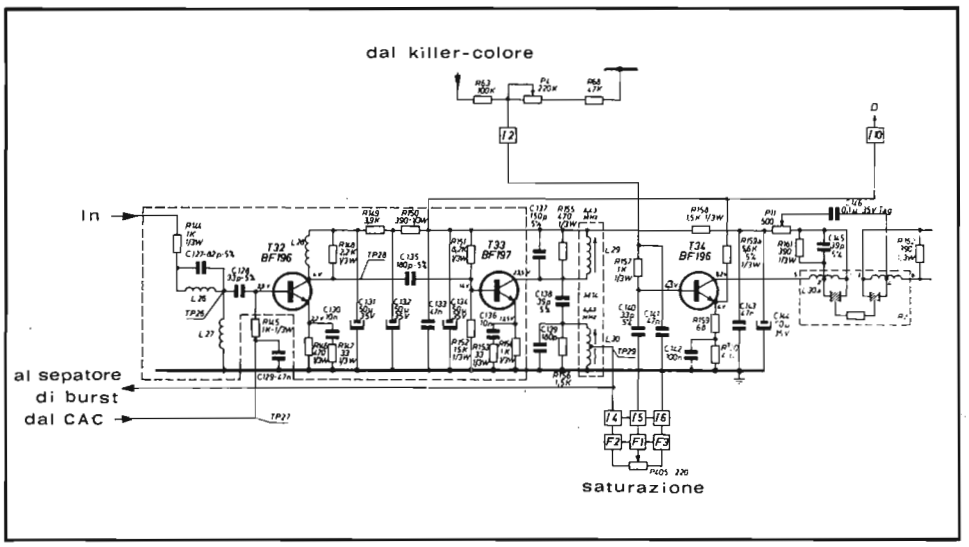


Fig. 8.2 - Amplificatore di crominanza a componenti discreti (Rex).

Il segnale video, prelevato dall'emettitore del pilota (T 12), viene inviato alla base di T 32 per mezzo del filtro d'ingresso C 127 - L 26 - L 27, che lascia passare solo il segnale di crominanza bloccando quello di luminanza. Il guadagno di questo transistor è regolato dalla tensione di CAC in arrivo alla sua base, che rende praticamente costante l'ampiezza del burst sul collettore di T 32. L 28, R 148 e le capacità distribuite costituiscono il carico accordato (a banda molto larga) del primo transistor. Il segnale viene quindi inviato sulla base di T 33 per mezzo di C 135. All'uscita di questo è inserito il filtro di banda formato da due circuiti risonanti parallelo, accoppiati capacitivamente. Il segnale presente sulla presa di L 30 viene inviato al separatore di burst e al potenziometro della saturazione; al cursore di quest'ultimo, per mezzo di C 140, esso giunge alla base di T 34. Esso riceve la polarizzazione di base, proveniente dal collettore del killer-colore, per mezzo del partitore R 63 - P 4 - R 68, filtrata da C 141. Il potenziometro P 4 regola il guadagno di T 34 e, quindi, l'ampiezza del segnale di crominanza, che viene applicato alla linea di ritardo PAL, connessa al collettore di tale transistor.

8.4. - L'amplificatore di crominanza a circuiti integrati. Il TBA 510

Naturalmente anche questa parte del ricevitore può essere interamente realizzata facendo uso di un opportuno circuito integrato. La Fig. 8.3 riporta un esempio d'impiego del TBA 510, che comprende un amplificatore di crominan-

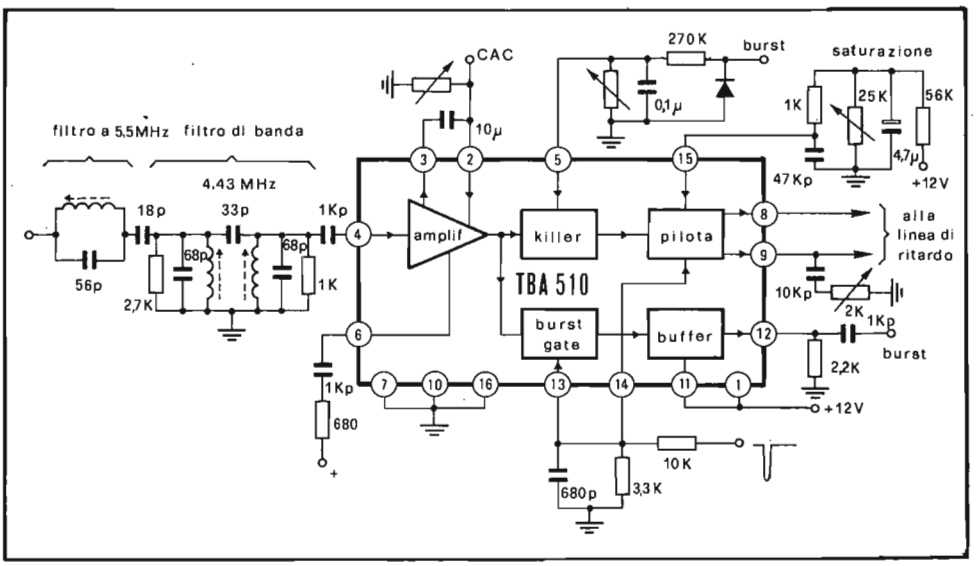


Fig. 8.3 - Schema a blocchi del TBA 510 e sua applicazione nell'amplificatore di crominanza (Grundig).

za a guadagno controllabile, un dispositivo per il controllo in corrente continua del guadagno dello stesso amplificatore (controllo di saturazione), un circuito per la cancellazione del segnale di crominanza durante la presenza del burst (chroma-blanking), un circuito per l'estrazione del burst e per la sua amplificazione, il soppressore di colore (killer-colour) ed infine uno stadio per il pilotaggio della linea di ritardo PAL.

Il segnale video completo, nel passaggio attraverso la trappola a 5,5 MHz ed il filtro di banda, viene privato del residuo di segnale audio e di quello di luminosità.

Il solo segnale di crominanza, assieme al burst, entra nell'amplificatore attraverso il piedino 4 e subisce un'amplificazione che dipende dalla tensione presente al piedino 2 (CAC): il guadagno è massimo per V 2 = 2,5 V e diminuisce al calare di questa tensione. Il condensatore collegato ai piedini 2 e 3 serve a compensare il ripple di polarizzazione del circuito di CAC. Il guadagno massimo dello stadio amplificatore è determinato dalla resistenza di reazione in c.a. di 680 ohm, che fa capo al piedino 6. L'uscita del primo amplificatore viene inviata allo stadio pilota, attraverso il killer, il quale è pilotato con la tensione ottenuta rettificando e filtrando la semionda positiva del segnale di burst applicato al piedino 5. Per una tensione superiore a 2,4 V, il killer è disattivato ed il segnale di crominanza passa oltre. L'uscita del primo amplificatore è collegata pure ad un circuito a coincidenza (burst-gate), che lascia passare solo il segnale presente durante i ritorni di riga, grazie agli impulsi applicati al piedino 13. Gli stessi impulsi, applicati anche al piedino 14, impediscono il passaggio del burst attraverso l'amplificatore pilota (buffer), che così fornisce alle sue uscite (8,9) il segnale di crominanza privato del burst. Delle due uscite, quella a livello maggiore (piedino 8) è inviata all'ingresso della linea di ritardo PAL, mentre quella a livello minore (piedino 9), regolabile per mezzo del relativo potenziometro, è inviata all'uscita della stessa linea di ritardo per l'estrazione dei segnali $\pm C_V$ e C_U.

8.4.1. - Il TBA 560

Un'altra possibile soluzione integrata, che si adatta particolarmente al caso di pilotaggio RVB del cinescopio (nella quale sono elaborati contemporaneamente sia il segnale di luminanza che quello di crominanza), fa uso del TBA 560. Questo circuito integrato realizza le funzioni di amplificatore di luminanza (con possibilità di controllo del contrasto in c.c., controllo della luminosità, fissaggio del livello del nero e spegnimento delle ritracce) e amplificatore di crominanza (comprendente un amplificatore a guadagno controllabile, un controllo di saturazione in c.c., uno stadio pilota per la linea di ritardo PAL, il separatore di burst ed il killer).

In Fig. 8.4 è riportato uno schema di impiego di tale circuito integrato.

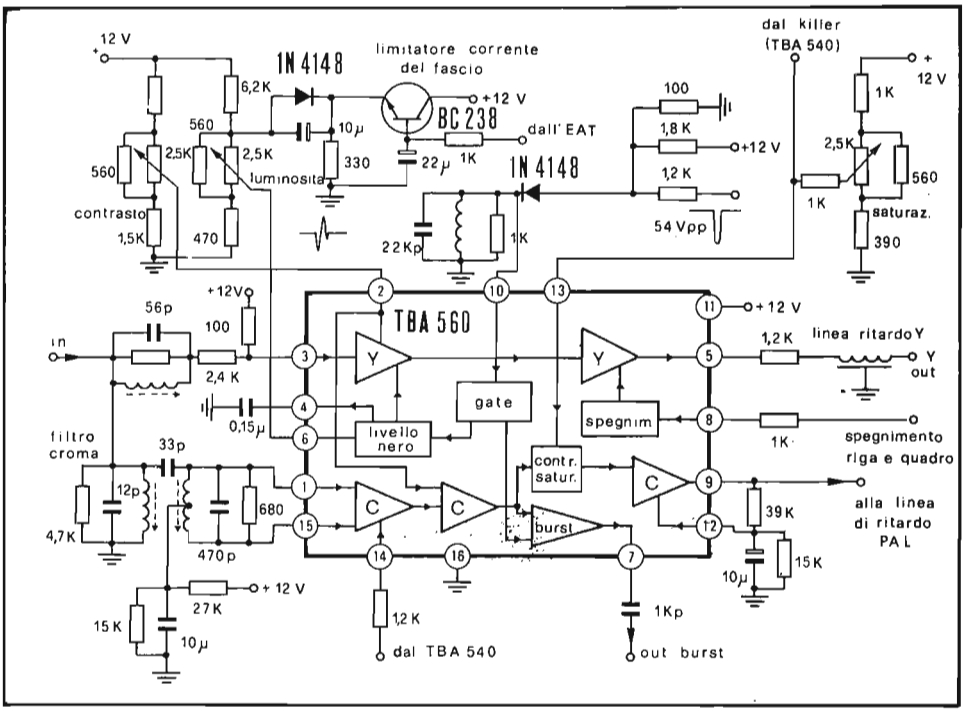


Fig. 8.4 - Schema a blocchi del TBA 560 e sua applicazione negli amplificatori di crominanza e luminanza (Telefunken).

Il segnale video composito, privato della componente audio a 5,5 MHz per mezzo di una trappola e proveniente dall'emettitore di un transistor separatore, giunge ai piedini 1 e 15 attraversando il filtro di banda-croma. Lo stesso segnale viene inoltrato pure, dopo aver attraversato una trappola a 4,43 MHz, nel primo amplificatore di luminanza Y, attraverso il piedino 3. Qui avviene l'agganciamento al livello del nero, per mezzo di un circuito a coincidenza pilotato dall'impulso di ritorno di riga differenziato. Il livello di agganciamento dipende dalla tensione continua presente al piedino 6, che può essere variata per mezzo del potenziometro di luminosità, e dalla tensione di emettitore del transistor BC 238, quando la corrente del raggio supera un livello prestabilito.

L'amplificazione della catena di luminanza è regolata per mezzo del potenziometro del contrasto. Questa regolazione modifica anche il guadagno della catena di crominanza e quindi la saturazione di colore, in modo da assicurare un costante rapporto d'ampiezza tra il segnale di luminanza e quello di crominanza. Gli impulsi di spegnimento di riga e di quadro, provenienti dal piedino 8, possono essere sommati al segnale di luminanza entro il secondo amplificatore

Y. Al piedino 5 risulta così disponibile il segnale di luminanza che è inviato alla linea di ritardo Y.

Il segnale di crominanza viene estratto per mezzo del filtro di banda, il cui secondario fa capo, simmetricamente, ai piedini 1 e 15. Il guadagno del primo amplificatore di crominanza è regolato dalla tensione di CAC in arrivo al piedino 14, proveniente dal TBA 540. Il secondo amplificatore viene regolato in guadagno dal potenziometro di contrasto, mentre il terzo riceve il segnale dal circuito di controllo saturazione, la cui tensione di pilotaggio perviene al piedino 13 dal relativo potenziometro e dal killer. Facendo variare la tensione V 13 da 2,7 a 6,2 V, il guadagno cresce di 8 dB, mentre per V 13 = 1 V (killer attivo) si ottiene un'attenuazione di 40 dB del segnale di crominanza. Dal secondo amplificatore viene estratto il burst per mezzo di un circuito a coincidenza pilotato dagli impulsi di ritorno di riga presenti al piedino 10. Un segnale di crominanza di 1 Vpp, depurato del burst, risulta così disponibile al piedino 9, mentre, per realizzare una controreazione in continua, viene collegata una rete passa-basso tra i piedini 9 e 12.

8.4.2. - Il TDA 2510

Il TDA 2510 è un circuito integrato monolitico al silicio che comprende un amplificatore del segnale di crominanza con guadagno regolabile per mezzo della tensione di CAC, il separatore di burst, il killer-colore e un rivelatore della tensione di killer, un circuito che permette un controllo lineare della saturazione per mezzo di una tensione continua, un trigger di Schmitt (per il pilotaggio del killer) controllato dalla tensione di CAC, un pilota per la linea di ritardo di crominanza ed infine lo stadio d'uscita del burst.

In Fig. 8.5 è riportato lo schema a blocchi del TDA 2510 unitamente ad un tipico circuito d'impiego.

Il segnale video composito, proveniente dal piedino 10 del TDA 2500, giunge al filtro di crominanza, accordato a 4,43 MHz, e da questo entra, depurato della componente Y, in modo simmetrico nel TDA 2510. Quindi, il segnale cromatico viene amplificato, in misura determinata dal CAC, quest'ultimo essendo controllato manualmente per mezzo della tensione continua presente al piedino 12 e, automaticamente, per mezzo di quella proveniente dal piedino 14 del TDA 2520 (che è generata nel rivelatore $f_H/2$). Quest'ultima tensione è inviata pure al trigger di Schmitt che, con la sua isteresi, evita il continuo inserimento e disinserimento del killer, quando la ricezione è debole o variabile in intensità. Nel caso di ricezione in bianco e nero, viene a mancare la tensione di regolazione e così il trigger blocca il canale di crominanza ed interdice il transistor T, che esclude la trappola a 4,43 MHz inserita nel canale di luminanza. Nel passaggio da una trasmissione in bianco e nero a una a colori, per evitare che l'immagine riprodotta si presenti completamente saturata all'inizio, si ritarda di circa 30 ms l'azione del trigger, per mezzo del condensatore collegato tra il piedi-

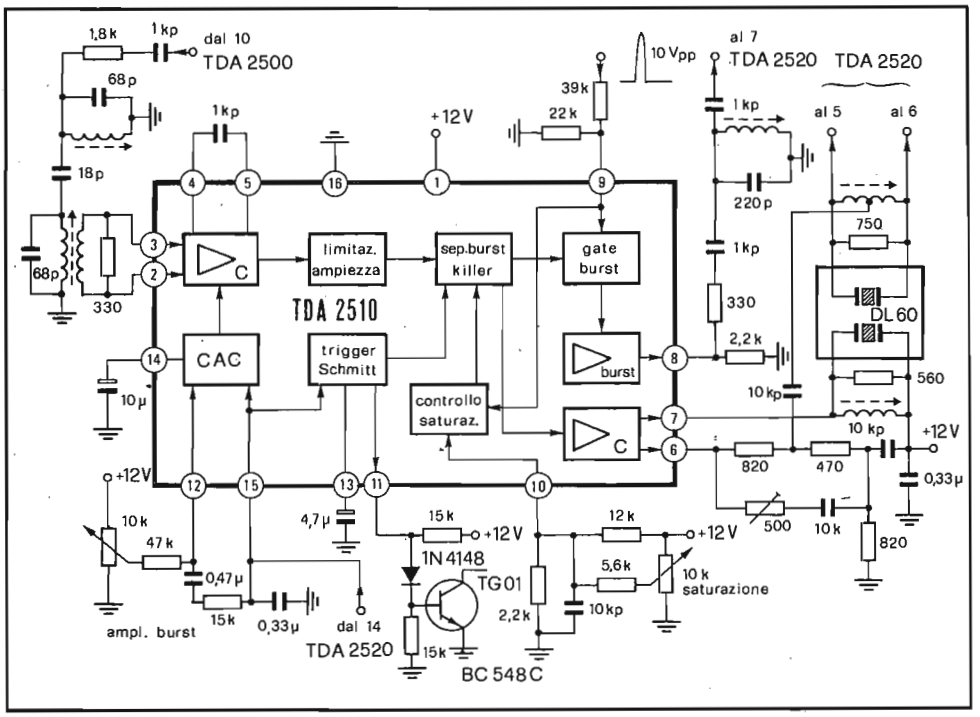


Fig. 8.5 - Schema a blocchi del TDA 2510 e sua applicazione nell'amplificatore di crominanza (Nord Mende).

no 13 e massa. In questo modo, l'amplificatore controllato, che nel caso di ricezione di immagini in bianco e nero, presenta la massima amplificazione, viene regolato al corretto livello per il segnale ricevuto dal circuito di CAC, prima che il killer attivi il canale di crominanza.

Il segnale di crominanza completo passa quindi al burst-gate (pilotato dagli impulsi di fly-back di riga conformati) per l'estrazione del burst che, amplificato, è disponibile al piedino 8.

Lo stesso segnale di crominanza, privato del burst e controllato in ampiezza dal comando di saturazione, è disponibile alle uscite 6 e 7, dalle quali viene inviato alla linea di ritardo.

8.5. - La linea di ritardo PAL

Il segnale di crominanza, nel sistema PAL_{DL}, può essere scomposto nelle sue componenti Cu e Cv, direttamente con il processo di compensazione elet-

trica degli errori di fase. Però, poichè il segnale V viene trasmesso con fase alterna ad ogni riga, per realizzare la compensazione elettrica degli errori di tinta, si deve far ricorso ad un dispositivo che memorizzi l'informazione cromatica di una riga per poterla sovrapporre alla successiva. Questo dispositivo è la linea di ritardo di crominanza; essa, a differenza di quella di luminanza, non può essere realizzata con elementi LC, in quanto dovrebbe avere una lunghezza enorme (a causa dell'elevatissima velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche). Si sfrutta, invece, la relativamente bassa velocità di propagazione delle onde acustiche nel vetro (2.650 m/s) per ritardare i segnali di 64 μs, facendo uso di guide acustiche delle dimensioni di una decina di centimetri o meno, nel caso di riflessioni multiple.

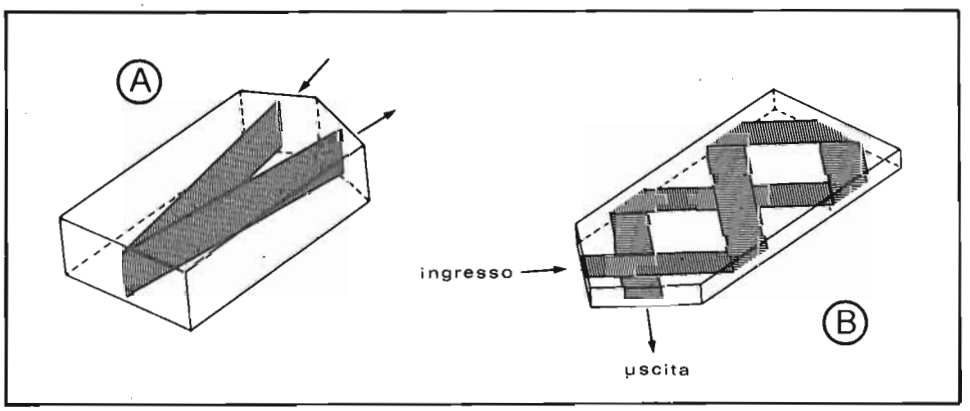


Fig. 8.6 - Propagazione delle onde ultra-acustiche nelle linee di ritardo a blocco di vetro (A) e a piastrina di vetro (B),

Il segnale elettrico viene tradotto in acustico e viceversa, per mezzo di due trasduttori piezoceramici saldati alle estremità di una barretta di vetro. La forma e lo spessore della linea di ritardo dipendono dal tipo di onda che in essa viene eccitata e dal percorso che l'onda descrive nel suo interno. Nelle linee di ritardo di passata produzione venivano eccitate onde longitudinali e, pertanto, si richiedevano blocchi di vetro con spessori di 1-2 cm (Fig. 8.6 A). Nelle realizzazioni più recenti vengono eccitate onde trasversali (Fig. 8.6 B), in direzione normale allo spessore e alla direzione di propagazione, che permettono la guida delle onde ultrasonore entro piastrine di vetro di spessore inferiore al mm. Le onde trasversali nel vetro, inoltre, propagandosi con velocità metà di quelle longitudinali, permettono di ridurre considerevolmente le dimensioni.

I requisiti che il sistema PAL richiede dalla linea di ritardo sono:

- trattenere il segnale di crominanza per un tempo pari alla durata di una riga;
- riprodurre all'uscita il segnale d'ingresso attenuato ma non distorto; perciò si devono compensare eventuali non linearità della risposta in ampiezza con componenti reattivi esterni;
- sufficiente attenuazione delle riflessioni spurie (eco) per evitare errori cromatici;
- scarsa influenza della temperatura sul tempo di transito.

Il tempo di ritardo introdotto dal sistema linea-trasduttori non deve essere esattamente di 64 μs. Infatti, se vogliamo che il segnale emergente dalla linea risulti in fase (o in opposizione) con quello entrante, dobbiamo richiedere che il ritardo ammonti ad un numero intero (o semintero) di periodi della sottoportante cromatica. Infatti, come si vede chiaramente dalla Fig. 8.7 A, se il ritardo fosse esattamente di 64 μs il segnale emergente dalla linea presenterebbe uno

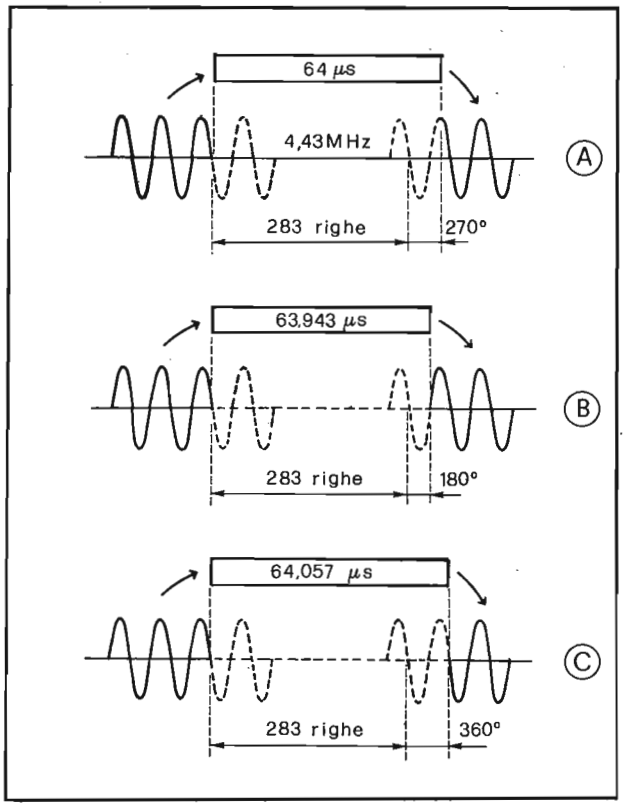


Fig. 8.7 - Relazione di fase tra il segnale a 4,43 MHz entrante e quello uscente da tre linee di ritardo diverso.

sfasamento di circa 270° rispetto a quello entrante: il numero di oscillazioni della sottoportante cromatica a 4,43 MHz contenuto in 64 μs sarebbe, in questo caso:

$$4{,}43361875 \cdot 64 = 283{,}75$$

ovvero 283 più 3/4. Di conseguenza non si potrebbero effettuare le operazioni di somma o differenza dei due segnali, diretto e ritardato, per semplice sovrapposizione. Tali operazioni sono invece possibili se la linea introduce i ritardi indicati in B (numero semintero di periodi) e C (numero intero di periodi), per i quali lo sfasamento in questione è, rispettivamente 180° e 360°.

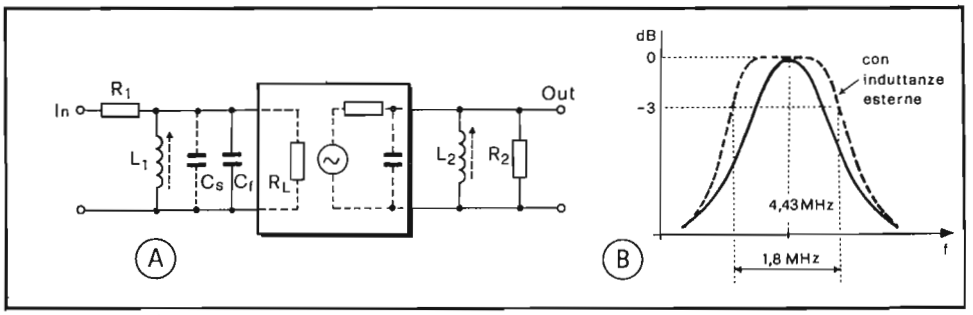


Fig. 8.8 - Circuito equivalente della linea di ritardo (A) e curva di risposta in frequenza con e senza induttanze esterne (B).

In pratica si adotta la soluzione B, per la quale il valore del ritardo è 63,943 μs (283,5 volte il periodo della sottoportante cromatica a 4,43361875 MHz), con una tolleranza di una decina di ns. Siccome però non si può prescindere da alcuni fattori variabili (tolleranza di ritardo del vetro, capacità distribuita del circuito), si renderà opportuno ricorrere ad elementi di regolazione che permettono di ottenere, in ogni caso, il valore di ritardo prescritto. Si fa uso, pertanto, di induttanze regolabili, poste in parallelo ai trasduttori, che tra l'altro permettono di allargare la banda delle frequenze trasmesse, portandola a circa 1,8 MHz (Fig. 8.8 B).

Poichè l'energia applicata all'ingresso della linea, trasformata in energia meccanica, viene trasferita quasi completamente all'uscita, si può rappresentare questa trasformazione per mezzo della resistenza R_L (qualche centinaio di

ohm). Il funzionamento ottimale si raggiunge in condizioni di adattamento (R 1 = R_L): i valori tipici per R 1 sono 390-470 ohm.

8.6. - Scomposizione del segnale di crominanza

Utilizzando la linea di ritardo è possibile compensare elettricamente gli errori di fase e, contemporaneamente, scomporre il segnale di crominanza nelle sue componenti U e V a 4,43 MHz.

Consideriamo la successione delle righe come indicato in Fig. 8.9. Nel primo sommatore vengono sovrapposti i segnali di crominanza diretto (riga n + 1) e ritardato (riga n). Per effetto dell'inversione PAL (segnale di crominanza ribaltato attorno all'asse U), la somma dei due segnali è pari al doppio della componente Cu, giacchè le componenti + Cv e - Cv si elidono. Dopo 64 μs al primo sommatore pervengono i segnali delle righe n + 2 (diretto) e n + 1 (ritardato). Ancora le componenti Cv risultano in opposizione di fase e, quindi, si ha la loro cancellazione: la risultante è ancora pari a 2 Cu; completamente diversa è la situazione all'uscita del secondo sommatore: in esso si realizza la sovrapposizione del segnale diretto, ma sfasato di 180°, con quello ritardato. Così, quando viene trasmessa la riga n + 1, il suo segnale di crominanza viene rovesciato di 180° e va a sommarsi con quello della riga n. Questa volta sono opposte le componenti Cu, che quindi si elidono, mentre risultano in fase le componenti Cv, che quindi si sommano formando un'uscita 2 Cv. Dopo 64 μs pervengono al secondo sommatore il segnale della riga n + 1, ritardato, e quello della riga n + 2, diretto, ma sfasato di 180°. Questo sfasamento supplettivo compensa quello proprio dell'alternanza PAL per la componente Cv ricombinando, in fase, le relative componenti delle righe n + 1 e n + 2 e, in opposizione, le Cu. Il risultato è un'uscita ancora 2 Cv ma, ora, di fase opposta rispetto alla riga precedente. Di questa alternanza della componente Cv, si dovrà tener conto all'atto della demodulazione. In pratica, i modi per attuare la scomposizione e la compensazione del segnale di crominanza sono diversi; la Fig. 8.9 ne riporta un esempio.

Il segnale di crominanza C viene inviato, attraverso la resistenza di 390 ohm ed un condensatore, alla linea di ritardo; parte di esso, invece, raggiunge, attraverso il regolatore d'ampiezza, il centro della bobina L 2. Su quest'ultima il segnale ritardato ha polarità opposta rispetto al centro e quindi il segnale diretto verrà, in un caso, sommato e, nell'altro, sottratto. Tenendo conto dell'alternanza PAL risulterà il segnale Cv, con fase alternata, all'uscita superiore ed il segnale Cu a quella inferiore.

Le regolazioni di fase e di ampiezza vengono fatte inviando al televisore un segnale NTSC (quindi senza alternanza PAL), fino ad ottenere la minima ampiezza all'uscita Cv. In questo caso, infatti, i due segnali, dei quali si fa la differenza, danno una risultante nulla solo se possiedono ampiezza uguale e fase opposta.

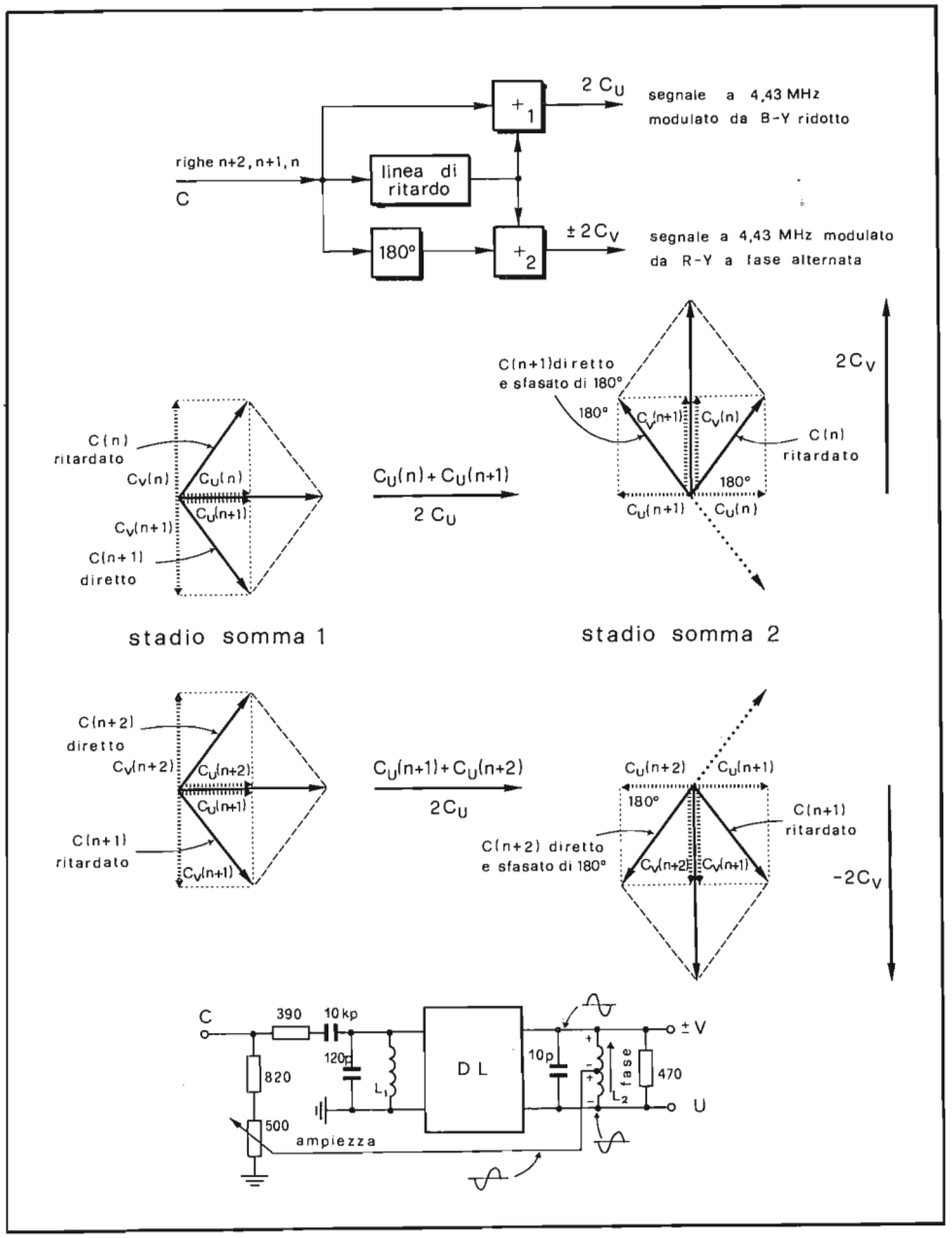


Fig. 8.9 - Estrazione delle componenti cromatiche Cu e Cv con l'uso della linea di ritardo e realizzazione pratica.

8.6.1. - Demodulatori sincroni

L'estrazione dei segnali differenza di colore dalle componenti Cu e Cv a 4,43 MHz può essere effettuata ricorrendo ad un particolare processo di rivelazione. La necessità di ciò può essere compresa facendo riferimento alla Fig. 8.10. Come si ricorderà, al trasmettitore le componenti cromatiche U e V modulano in ampiezza due portanti sfasate di 90° (modulazione in quadratura), che vengono successivamente soppresse. Si era visto, nel paragrafo 3.3, che la soppressione della portante era causa di una inversione della fase del segnale risultante, ogni qual volta la modulante cambiava segno. L'oscillazione risultante possiede perciò una fase, rispetto a quella originale della portante, di 0°, negli intervalli in cui la modulante è positiva, e di 180°, invece, negli intervalli in cui la modulante è negativa. Da un tale prodotto di modulazione non è possibile ricavare il segnale modulante, per mezzo della semplice operazione di rivelazione d'ampiezza, poichè questa non tiene conto della esistenza delle due fasi. La demodulazione può essere effettuata invece facilmente se il segnale viene

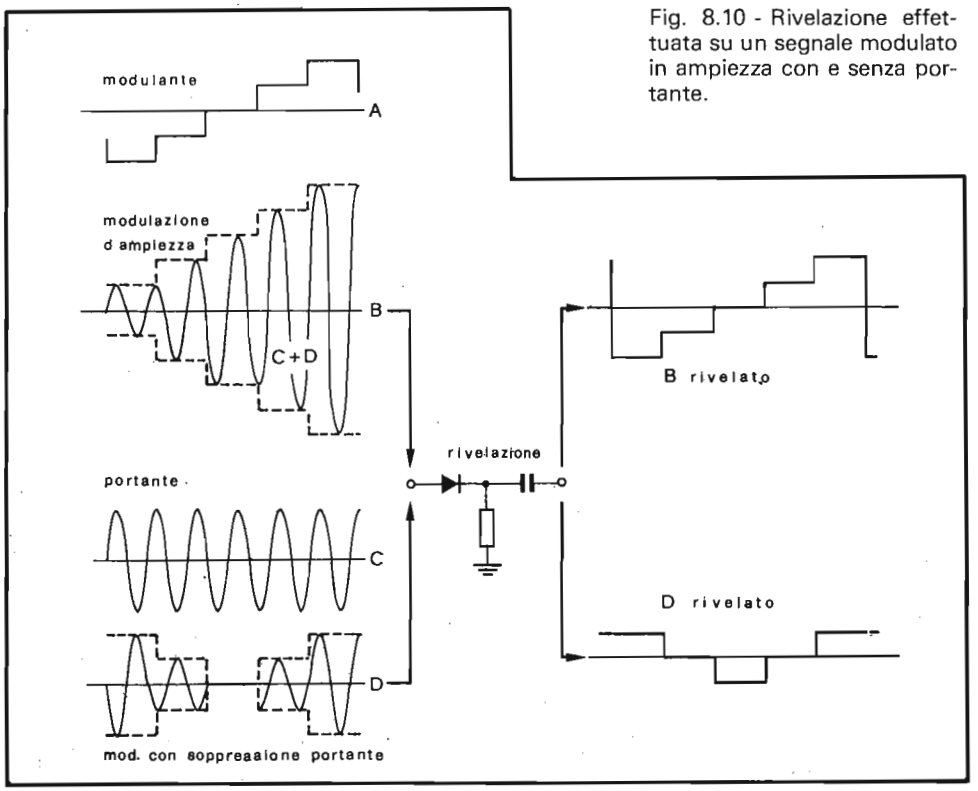


Fig. 8.10 - Rivelazione effettuata su un segnale modulato in ampiezza con e senza portante.

trasformato in modo da avere una fase singola, ad esempio, ripristinando la sottoportante soppressa. Un altro metodo consiste nel fissare a zero il prodotto di modulazione per mezzo di un *circuito fissatore (clamp)* a diodi, pilotati da un segnale a 4,43 MHz. Questa seconda soluzione, denominata *demodulazione sincrona*, può essere compresa facendo riferimento alla Fig. 8.11. La sottoportante cromatica a 4,43 MHz è applicata al primario di un trasformatore, il cui

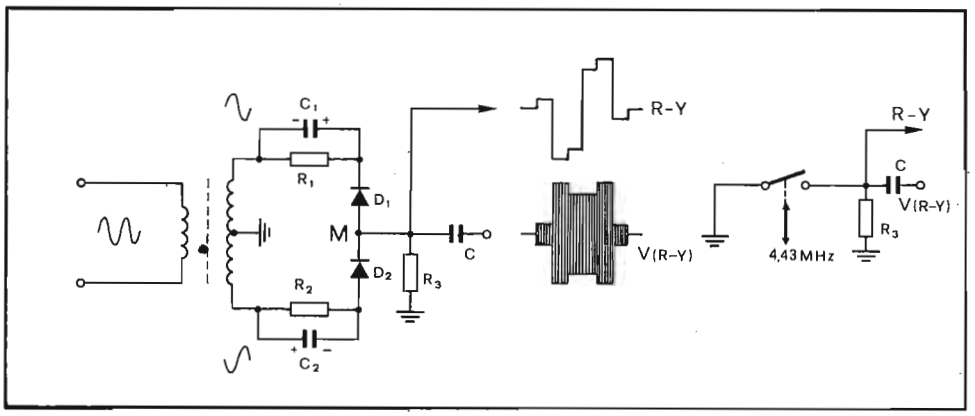


Fig. 8.11 - Demodulazione sincrona: fissaggio a zero (clamp) del segnale entrante per mezzo dei diodi pilotati dalla sottoportante a 4,43 MHz.

secondario è dotato di una presa centrale collegata a massa. I due segnali di fase opposta, disponibili sulle due metà del secondario, alimentano due diodi. Il punto comune di questi ultimi è collegato a massa attraverso la resistenza R 3. Essendo il circuito simmetrico, ogni volta che i diodi conducono (e ciò accade in corrispondenza al valore massimo della tensione a 4,43 MHz), il punto M viene messo a massa. Il segnale da demodulare viene perciò agganciato a zero e così si determina uno spostamento del prodotto di modulazione, a seconda della fase della portante cromatica rispetto a quella del prodotto di modulazione: cioè verso valori positivi, nell'intervallo in cui la modulante è positiva, e verso valori negativi, quando la portante è negativa. Un altro esempio di rivelatore sincrono è riportato in Fig. 8.12. Il circuito consta di due diodi che rivelano le due semionde del prodotto di modulazione, dopo avergli sommato due portanti a 4,43 MHz in opposizione di fase. Quale tensione di uscita viene presa la semisomma delle due tensioni rettificate; in questo modo essa possiede un valore medio, che risulta indipendente dall'ampiezza della sottoportante rigenerata. Come si vede dalla Fig. 8.12, la tensione totale picco a picco applicata al diodo D 1 è maggiore di quella applicata da D 2 nell'intervallo t0-t1, essendo, per il

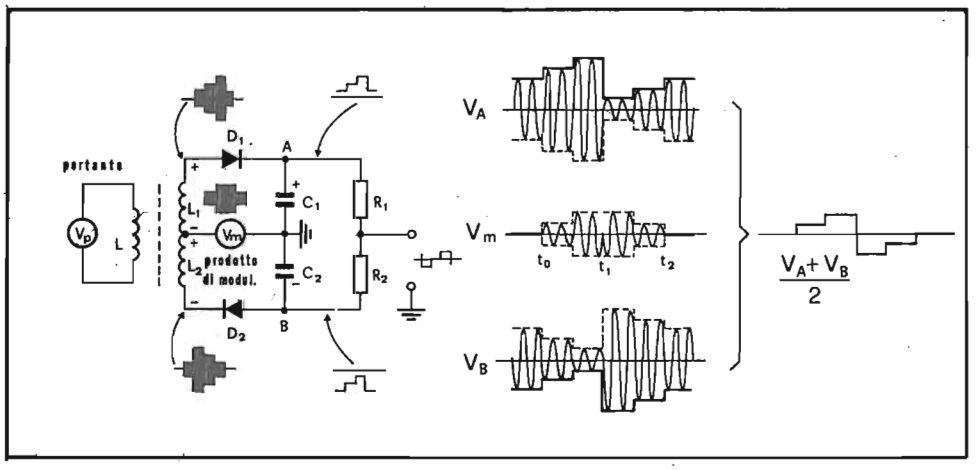


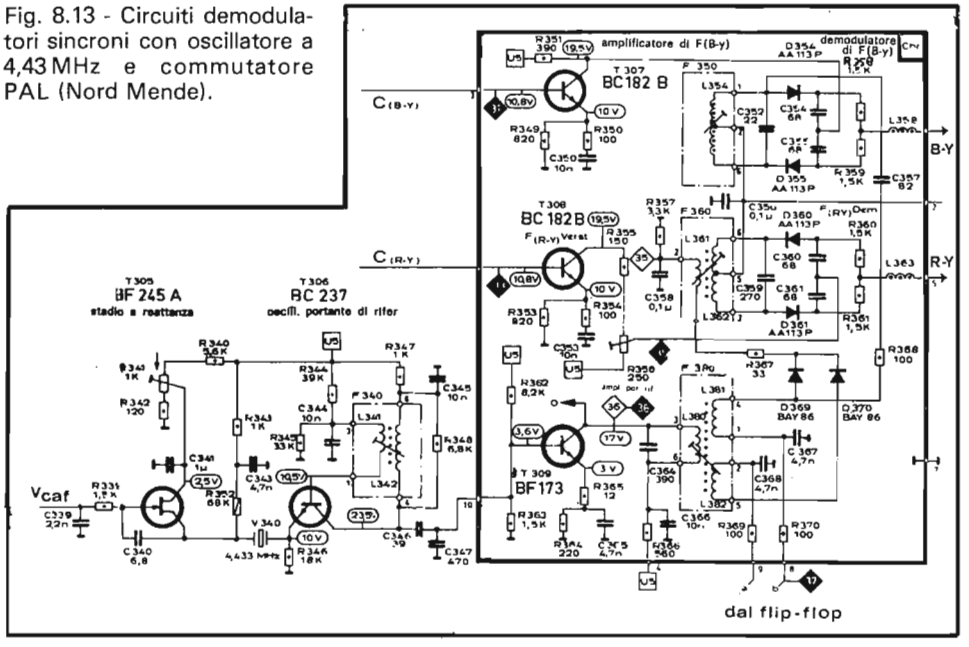
Fig. 8.12 - Rivelazione sincrona per mezzo del reinserimento della portante a 4,43 MHz.

primo, le fasi della sottoportante e quella del prodotto di modulazione coincidenti, mentre, per il secondo, in opposizione di fase (180°). Nell'intervallo t 1 - t 2 la situazione si rovescia, poichè ora il prodotto di modulazione è in fase con la sottoportante presente ai capi di L 2 e in opposizione con quella presente su L 1. D 1 rettifica la semionda positiva e D 2 quella negativa, che risultano disponibili rispettivamente ai capi di C 1 e C 2. La semisomma delle tensioni presenti fra i punti A, B e massa è disponibile all'uscita e, come si vede, corrisponde proprio al segnale modulante.

In Fig. 8.13 è riportato lo schema completo dei demodulatori sincroni R - Y e B - Y, assieme al commutatore PAL che ha la funzione di fornire al demodulatore R - Y una sottoportante di fase alternata ad ogni riga. Come si vedrà nel seguito, un multivibratore bistabile (flip-flop), operante a metà frequenza di riga, le cui due uscite in controfase sono collegate ai punti *a* e *b* del circuito, mette in conduzione, alternativamente, riga dopo riga, i due diodi D 369 e D 370. Essi prelevano dai due secondari L 381 e L 382 due tensioni a 4,43 MHz, in opposizione di fase, che mandano alternativamente al primario L 361 per il pilotaggio del demodulatore sincrono R - Y. Questa operazione è necessaria perchè, come detto più sopra, il segnale R - Y esce dal sommatore posto a valle della linea di ritardo con fase alternata e, quindi, per la sua rivelazione, si richiede una sottoportante pure con fase alternata.

La tensione dell'oscillatore, prelevata all'anodo di D 369, viene inviata al demodulatore sincrono per l'estrazione del segnale B - Y, previo sfasamento di 90° operato dal circuito risonante serie C 357 - L 354: come noto, infatti, alla risonanza, la tensione presente su ciascun elemento reattivo di un circuito oscil-

Fig. 8.13 - Circuiti demodulatori sincroni con oscillatore a 4,43 MHz e commutatore PAL (Nord Mende).



lante serie è sfasata di 90° rispetto alla tensione applicata. Variando L 354 si raggiunge lo sfasamento desiderato e, quindi, il funzionamento ottimale del demodulatore sincrono.

Un altro esempio pratico di demodulatore sincrono, per l'estrazione dei segnali R - Y e B - Y, è riportato in Fig. 8.14. Ivi i segnali cromatici Cu e Cv vengono sommati alla portante (rigenerata localmente e disponibile, con la corretta fase, sul collettore di Tr 21) e, quindi, rettificati.

I diodi Di 8 e Di 9 vengono fatti condurre contemporaneamente dalle due portanti in opposizione di fase, provenienti da L 33, e quindi forniscono, rispettivamente, su R 403 e R 404, due segnali che rappresentano gli inviluppi positivo e negativo di Fig. 8.12. La tensione risultante nel punto medio delle due resistenze è così la semidifferenza di tali segnali, ovvero la componente cromatica - (B - Y).

La portante disponibile all'estremo inferiore di L 33 viene inviata a un capo di L 34, tramite D 12 o D 13. Questi due diodi sono resi conduttori, alternativamente, per mezzo della tensione positiva in arrivo ai loro anodi dal multivibratore bistabile (flip-flop). Quando un diodo conduce, l'onda portante viene applicata, per la durata di una riga, ad una estremità di L 34. Il condensatore di accoppiamento C 411 (o C 412) forma un circuito risonante serie con metà L 34, mentre l'intera induttanza risuona con C 408. In queste condizioni il carico riflesso su metà induttanza è puramente resistivo e, quindi, la tensione che si

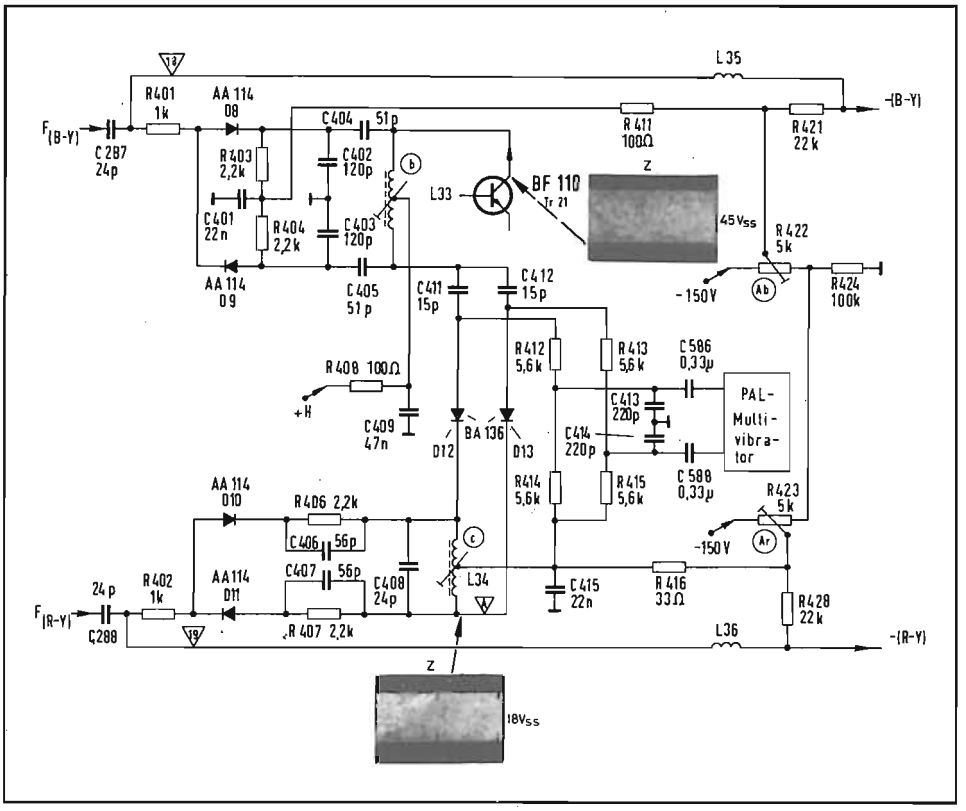


Fig. 8.14 - Demodulatori sincroni per l'estrazione dei segnali B-Y e R-Y (Grundig).

sviluppa ai suoi capi è sfasata esattamente di 90° rispetto a quella totale applicata. Viene raggiunta così la condizione di fase richiesta dal demodulatore del segnale Cv.

8.7. - La matrice e gli amplificatori dei segnali cromatici differenza

La disponibilità dei segnali differenza di colore e del segnale di luminanza ritardato permette di estrarre la terza componente cromatica V-Y o V, a seconda del tipo di pilotaggio del cinescopio prescelto. Lo schema a blocchi delle due soluzioni che ci accingiamo a studiare è riportato in Fig. 8.15.

Nel caso A ci troviamo di fronte al pilotaggio del cinescopio con i segnali differenza di colore applicati alle griglie controllo e con quello di luminanza ap-

plicato al catodo *(dematrizzazione effettuata dal cinescopio)*. Nel caso di trasmissione in bianco e nero risulta presente solo il segnale -Y, al catodo, essendo nulli i segnali cromatici applicati alle griglie controllo. Questo tipo di pilotaggio presenta il vantaggio di far uso di un solo amplificatore a larga banda (5 MHz) e di tre amplificatori a banda stretta (1,2 MHz). La soluzione B, nella quale vengono inviati, alle griglie del cinescopio oppure ai catodi, direttamente i segnali relativi ai colori primari, richiede invece tre amplificatori a banda larga, giacchè tutti e tre i segnali concorrono contemporaneamente a formare quello di luminanza. Nel caso A c'è però l'inconveniente che sono necessari transistors finali di colore in grado di sostenere tensioni V_{CE} maggiori di quelle richieste ai finali di luminanza. Questo fatto è dovuto a due motivi. Il primo è conseguenza della più alta tensione di pilotaggio richiesta alla griglia controllo (circa il 20%) rispetto a quella che si deve applicare al catodo, per ottenere lo stesso livello di luminosità. Infatti, poichè tutte le tensioni applicate agli elettrodi del cinescopio sono riferite al catodo, una variazione della tensione catodo-massa, si ripercuote sulla differenza di potenziale tra i diversi elettrodi ed il catodo stesso. L'effetto sulla corrente del fascetto è maggiore di quello causato dalla stessa variazione prodotta alla griglia controllo perchè, contemporaneamente, si modificano, nello stesso verso, tutte le tensioni presenti tra gli altri elettrodi ed il catodo. In Fig. 8.16 è riportato l'effetto della stessa tensione di

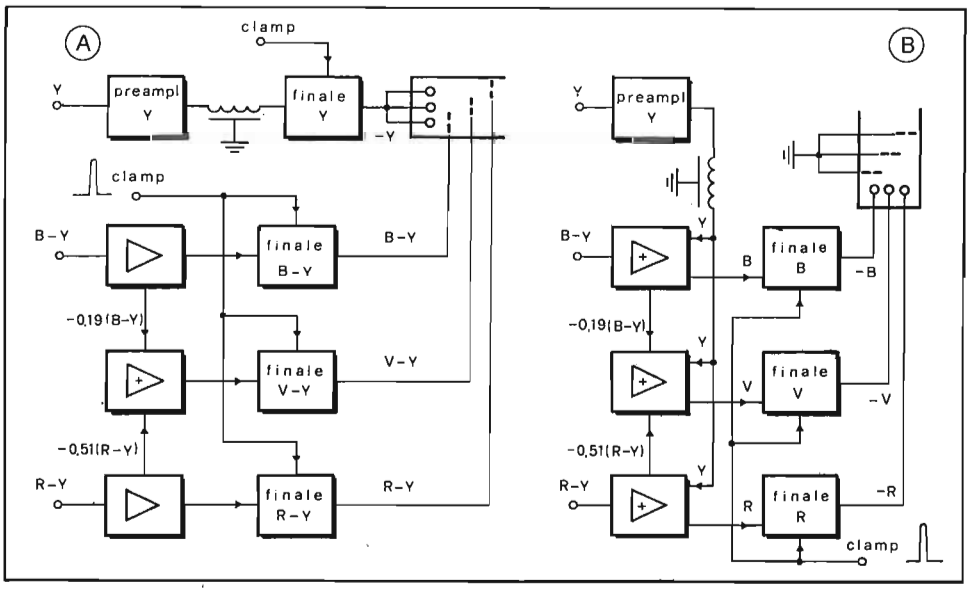


Fig. 8.15 - Pilotaggio del cinescopio con i segnali differenza colore (A) e RVB (B) e formazione del segnale del verde per mezzo della matrice.

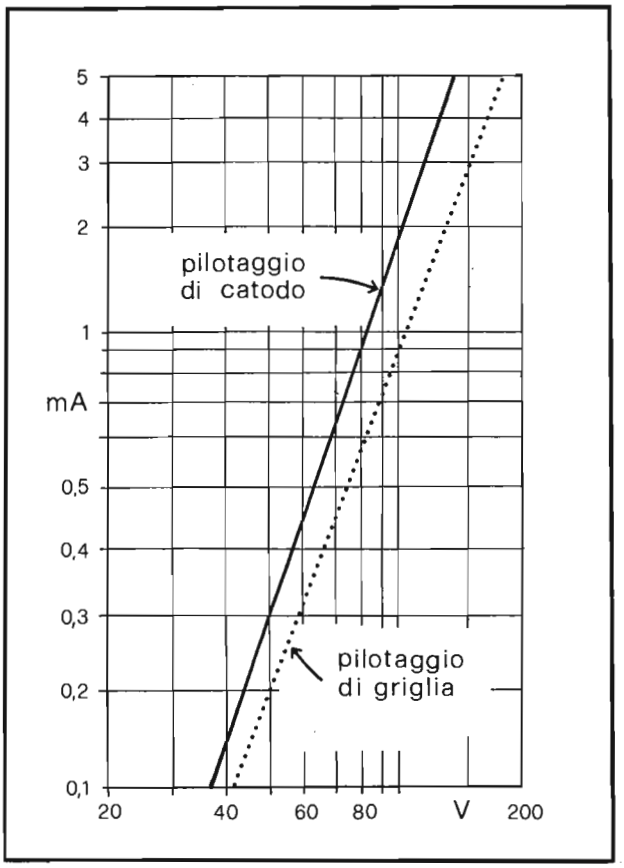


Fig. 8.16 - Relazione tra la tensione di pilotaggio richiesta al catoto (linea continua) e alla griglia (linea tratteggiata) e la corrente del fascio.

pilotaggio, sul valore della corrente del fascetto, quando è applicata al catodo (linea continua) e alla griglia controllo (linea tratteggiata).

Il secondo motivo per cui le tensioni V_{CE} sono molto alte è dovuto al fatto che l'ampiezza picco a picco dei segnali differenza di colore, per il massimo di luminosità, posto uguale a 1, è (si veda il paragrafo 2.4.):

(B - Y) = 1,78

(R - Y) = 1,40

(V - Y) = 0,82

Considerato che, per il pilotaggio completo del cinescopio, si richiede al segnale di luminanza una escursione bianco-nero di 100 V e, tenuto conto del-

l'aumento del 20% da apportare, trattandosi di un pilotaggio di griglia controllo, si ha:

B-Y	$1{,}78 \cdot 1{,}2 \cdot 100$	= 215 V
R-Y	$1{,}40 \cdot 1{,}2 \cdot 100$	= 165 V
V-Y	$0{,}82 \cdot 1{,}2 \cdot 100$	= 100 V

Invece, nel caso B di Fig. 8.14, tutti e tre i transistors finali sono interessati, al massimo, da un segnale di ampiezza pari a quello di luminosità (nel caso visto 100 V) cui vanno aggiunti gli impulsi di spegnimento.

Ritorniamo alla soluzione A, analizzando il circuito di Fig. 8.17.

L'amplificatore di crominanza è costituito da tre transistors n-p-n BC 148 (planari epitassiali) e da tre stadi di uscita equipaggiati con transistors ad alta tensione di rottura in interdizione (BF 179). Le funzioni dei primi tre sono quelle di amplificare i segnali di crominanza B-Y ed R-Y, provenienti dai demodulatori sincroni, di adattare le impedenze e di formare il segnale V-Y a partire dai due segnali di crominanza trasmessi. Gli stadi di uscita amplificano i tre segnali differenza di colore, portandoli al livello richiesto per un completo pilotaggio del cinescopio, i tre catodi del quale, in pratica, vengono a trovarsi, per il livello del nero, a circa 150 V; se la tensione di interdizione è di 130 V, si richiederà una tensione continua dei segnali di crominanza di circa 20 V, affinchè in loro assenza (trasmissione in b/n) possa essere raggiunto il nero nelle condizioni dette. Questo valore di tensione continua viene aggiunto ai segnali cromatici, ad ogni ritorno di riga, per effetto del fissaggio esercitato da una coppia di diodi in opposizione di fase, pilotati da due impulsi di ritorno di riga, anch'essi in opposizione di fase. La tensione risultante al punto comune dei due diodi, cioè sull'armatura destra del condensatore d'accoppiamento, è pari a quella applicata al punto comune delle due resistenze di 470 ohm. Tale tensione è di + 20 V, per il primo amplificatore, e regolabile tra + 20 V e -100 V, per gli altri due, tramite i due potenziometri da 100 kohm. Le tensioni di fissaggio si mantengono praticamente costanti per tutta la riga giacchè i diodi, nel restante intervallo, risultano interdetti.

I tre stadi finali, dovendo fornire segnali in uscita di ampiezza notevolmente diversa, per quanto detto più sopra, hanno punti di funzionamento a riposo tra loro diversi. Il più sollecitato risulta il BF 179 C (canale blu) in quanto, dovendo fornire all'uscita un segnale di 215 Vpp, deve venire alimentato con una tensione di almeno 225 V. La stessa tensione alimenta gli altri due stadi, per mezzo di altrettanti partitori che la riducono a valori di circa il 20% superiori ai livelli massimi dei segnali. La resistenza equivalente dei partitori è sempre 10 kohm; perciò risulta uguale il carico resistivo "visto" da tutti e tre i transistors finali e quindi il loro guadagno, che ammonta a 31,5 volte.

Per ottenere una banda passante di 1,5 MHz, a 3 dB di attenuazione, è introdotta una bobina di compensazione parallelo del valore di 800 μH. Viene intro-

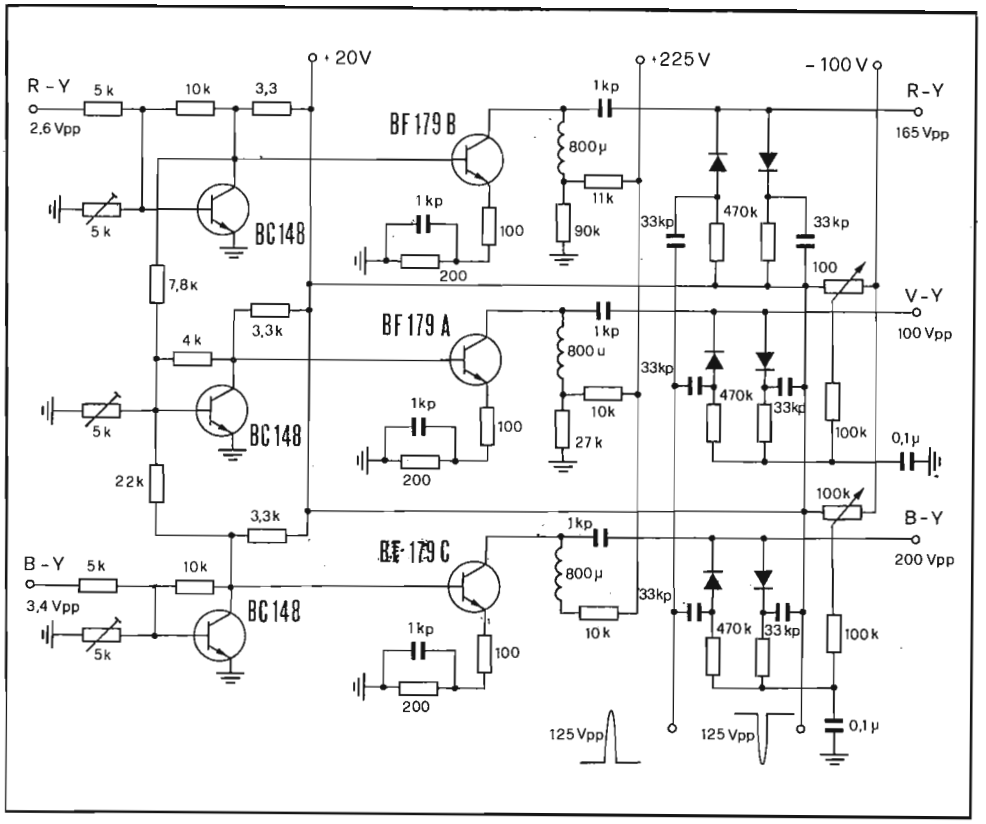


Fig. 8.17 - Stadi finali di colore nel caso di pilotaggio con segnali differenza e circuito clamp per il fissaggio del livello del nero.

dotta una bobina di compensazione parallelo del valore di 800 μH. Viene introdotta pure una accentuazione alle alte frequenze per mezzo di una combinazione RC all'emettitore.

La matrice d'ingresso, per la produzione del segnale V-Y, utilizza tre transistors che funzionano come amplificatori ad emettitore comune, con guadagno di tensione molto basso (≤ 2), per effetto della forte controreazione dovuta alle resistenze poste tra base e collettore. I segnali presenti ai collettori dei due transistors estremi, vengono sommati nel rapporto determinato dalle due resistenze di 7,8 kohm e 22 kohm (22/7,8 ≃ 0,51/0,19 = 2,7) e amplificati dal transistor di centro. Il guadagno di quest'ultimo è regolabile per mezzo del potenziometro da 1 kohm. L'inversione di fase (segni negativi della Fig. 8.15) è assicurata dallo stesso transistor ad emettitore comune, che, come noto, introduce uno sfasamento uscita-ingresso di 180°.

8.8. - Gli stadi finali di colore nel pilotaggio RVB

Un esempio di stadi finali di colore, nel caso di pilotaggio RVB, è riportato in Fig. 8.18. In esso si fa uso di 9 transistors, di cui 3 formano la matrice (BC 307 A) per la produzione dei segnali RVB partendo da R-Y B-Y e Y, altri tre (BC 238 C) fungono da pilota e sono collegati in cascata con i tre transistors finali (BF 258) connessi a base comune. Questa connessione, rispetto a quella ad emettitore comune, presenta i vantaggi di una più alta tensione di rottura essendo $V_{CBR} > V_{CER}$, e dell'eliminazione dell'effetto della $C_{b'c}$ che, in questo caso, contribuisce solo ad aumentare la capacità d'uscita e non d'ingresso (effetto Miller), come nella configurazione ad emettitore comune.

Per comprendere il funzionamento della matrice ricorriamo allo schema semplificato di Fig. 8.19, ricordando che l'impedenza d'ingresso dal lato emettitore di un transistor è piuttosto bassa (dell'ordine delle decine di ohm) e quindi può essere pensata, in prima approssimazione, nulla. Se applichiamo il principio di sovrapposizione degli effetti, ritenendo dapprima nulla la I_Y uscente da T 612, per la corrente I_{V-Y} potremo scrivere: $I_{V-Y} = -I_1 - I_2$

con
$$I_1 = \frac{R\,655}{R\,655+R\,654}\ I_{B-Y} = \frac{680}{680+2700}\ I_{B-Y} = 0{,}20\ I_{B-Y}$$
$$I_2 = \frac{R\,648}{R\,648+R\,650}\ I_{R-Y} = \frac{680}{680+650}\ I_{R-Y} = 0{,}51\ I_{R-Y}$$

quindi $I_{V-Y} = -0{,}20\ I_{B-Y} - 0{,}51\ I_{R-Y}$

come deve essere, per ricomporre il segnale V-Y. Ora, se consideriamo anche la corrente proveniente dall'emettitore di T 612, questa si ripartirà esattamente in tre componenti I_Y che entreranno negli emettitori di T 647, T 646 e T 645. Complessivamente, sovrapponendo gli effetti, avremo che la componente variabile della corrente di emettitore di ciascuno dei tre transistors è proporzionale, rispettivamente, ai segnali cromatici blu, verde e rosso. Analoghe conclusioni per le correnti di collettore che andranno a comandare quella di base degli stadi pilota.

Per bilanciare il guadagno dei tre canali cromatici, si agisce sulle resistenze di emettitore di T 647 e T 646. Il valore assunto dai potenziometri R 676 e R 670 determina il grado di controreazione e, quindi, il guadagno fornito dai due transistors. Questi comandi permettono di compensare le differenze di rendimento dei tre fosfori.

La componente continua dei tre segnali è mantenuta, giacchè tutti gli accoppiamenti sono diretti: quindi non sono necessari i circuiti di clamp. Il punto di lavoro degli stadi finali può essere modificato regolando la corrente di lavoro dei transistors della matrice: ciò è possibile, sempre per i canali blu e verde, agendo sui potenziometri R 660 e R 661. La regolazione è esatta quando, in as-

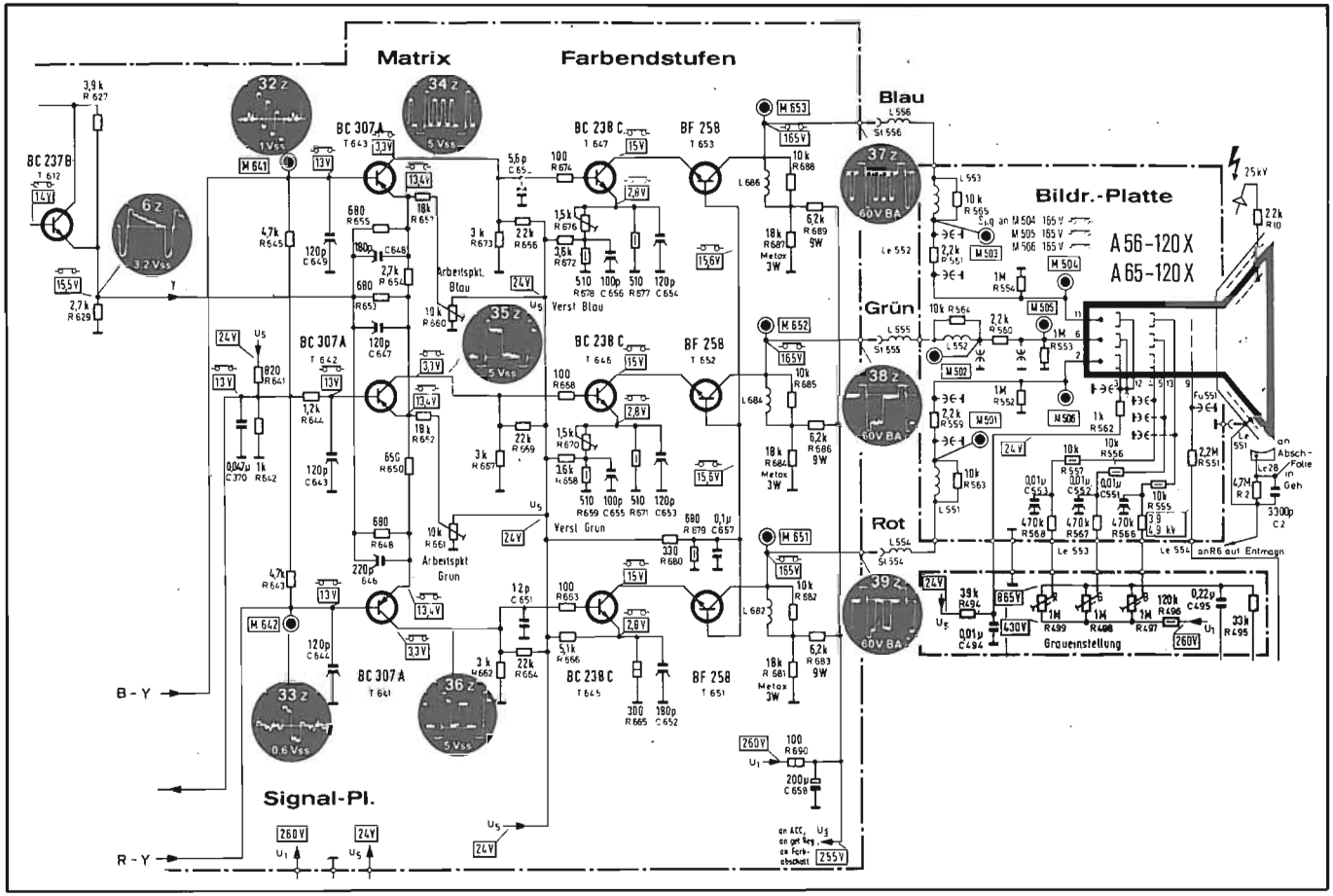


Fig. 8.18 - Matrice e stadi finali di colore nel caso di pilotaggio RVB (Telefunken).

senza di segnale, le tensioni di collettore dei tre transistors finali coincidono.

L'alimentazione di alta tensione (225 V) viene ridotta a circa 190 V per mezzo di un partitore (6,2 kohm - 18 kohm), il cui parallelo fornisce il valore della effettiva resistenza di carico dei tre finali (5 kohm). In ciascuno stadio sono presenti una compensazione parallelo (induttanza smorzata, in serie alla resistenza di carico), e una serie (induttanze collegate tra i collettori ed i catodi del cinescopio). Le resistenze di 2,2 kohm, disposte in serie ai conduttori che portano i segnali ai catodi del cinescopio, fungono da protezione degli stadi finali, nei confronti di scariche all'interno del cinescopio.

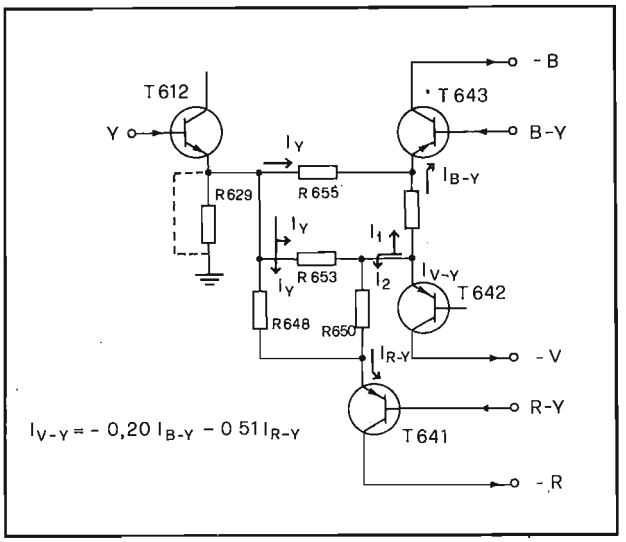


Fig. 8.19 - Schema elettrico semplificato per lo studio della matrice del circuito di Fig. 8.18.

8.8.1. - Stadi finali RVB a simmetria complementare

La disponibilità di circuiti integrati in grado di assicurare un ottimo grado di stabilizzazione del livello del nero dello stadio finale, grazie ad efficienti controreazioni, ha reso possibile e vantaggioso l'uso del pilotaggio RVB del cinescopio. Contemporaneamente sono stati sviluppati circuiti finali di colore in grado di funzionare con bassissime correnti di riposo (classe AB) o addirittura nulle (classe B) e che fanno uso di una coppia di transistors complementari ad alta tensione di rottura V_{CEO}, oppure, in alternativa, di due transistors dello stesso tipo, operanti secondo il noto sistema *single-ended.*

In questo paragrafo ci occuperemo della prima soluzione, rinviando il lettore al prossimo per la descrizione dell'altra.

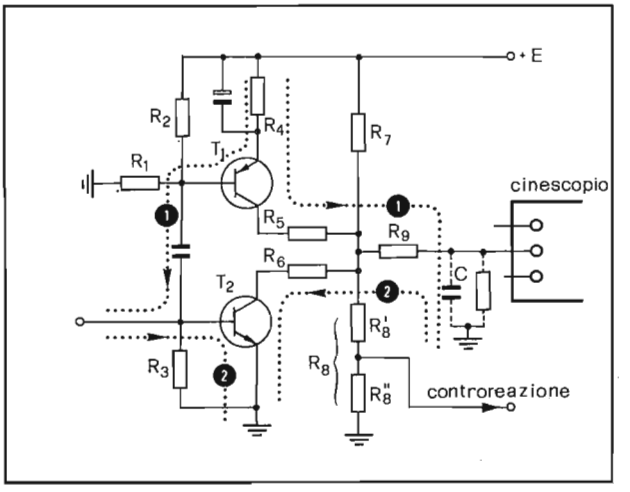


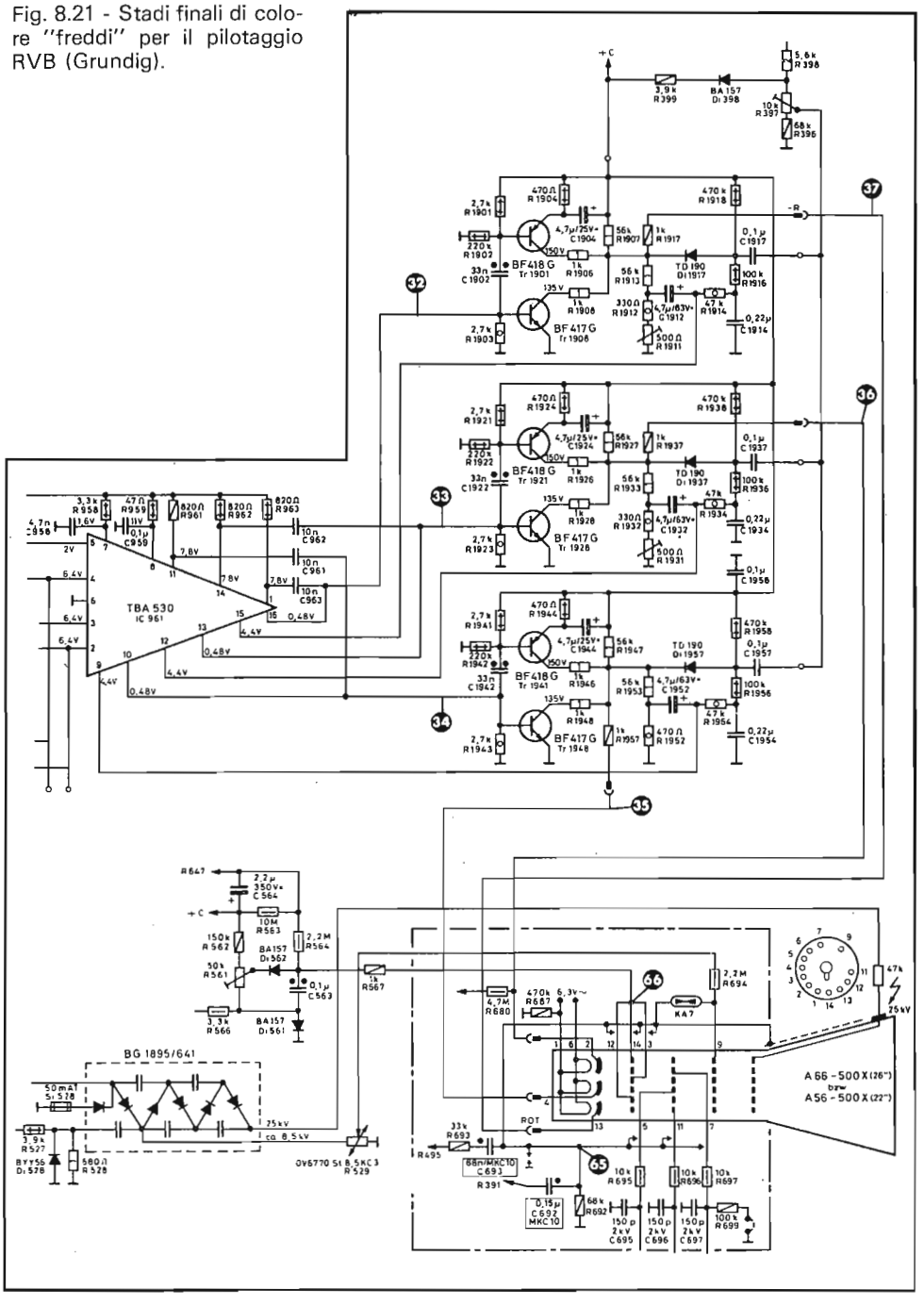
Fig. 8.20 - Schema elettrico semplificato di un circuito finale di colore del tipo a simmetria complementare.

In Fig. 8.20 è riportato lo schema semplificato di un circuito finale di colore, del tipo a simmetria complementare con transistors operanti ad emettitore comune. In assenza di segnale di pilotaggio la corrente che attraversa i due transistors è praticamente nulla. Ciascuno di essi si vede alimentato dalla tensione + E, ridotta dal partitore R 7 - R 8. Se queste resistenze sono uguali, ne risulta un'alimentazione di E/2 per ciascun transistor. Le stesse R 7 ed R 8 sono viste in parallelo, per i segnali, dai collettori dei due transistors e quindi il carico dinamico effettivo di ciascuno di essi risulta R7//R8. Le resistenze R 5 ed R 6, assieme alla R 9, evitano che i due transistors dissipino una potenza eccessiva durante i transienti del segnale di ingresso o nel caso di presenza prolungata di segnali video di alta frequenza. In loro assenza, infatti, il carico di collettore, venendo cortocircuitato dalla capacità parassita C, costringerebbe i due transistors a fornire una corrente di collettore rilevante, che farebbe superare il valore massimo di potenza dissipabile.

Immaginiamo ora di applicare all'ingresso un segnale di colore con valore medio pari alla tensione di soglia V_{BE} del transistor T 2 (0,48 V). Durante la semionda negativa T 1 diviene conduttore e la sua corrente di collettore si chiude a massa attraverso il carico rappresentato dall'altissima resistenza del cinescopio con in parallelo la capacità C. Durante la semionda positiva, invece, la corrente di collettore di T 2 va a caricare C, attraversandola dal basso in alto. Così al segnale d'uscita contribuiscono in ugual modo i due transistors finali, ma uno per la semionda negativa (T 2) e l'altro per quella positiva (T 1).

Per stabilizzare il guadagno dello stadio, è presente una controreazione in alternata che preleva una parte del segnale d'uscita su R 8'' e la invia all'opportuno piedino del circuito integrato costituente la matrice di colore (ad esempio

Fig. 8.21 - Stadi finali di colore "freddi" per il pilotaggio RVB (Grundig).



il TBA 530 o il TDA 2530). Variando il valore di R8'' è possibile modificare il grado di reazione e quindi il guadagno dello stadio. Ciò è indispensabile onde permettere la corretta riproduzione delle immagini in bianco e nero.

La taratura viene fatta iniettando in antenna un'immagine a scala di grigi e regolando l'amplificazione per mezzo dei potenziometri inseriti sulle reti di controreazioni in alternata fino ad ottenere, ai tre catodi, segnali di uguale ampiezza.

In Fig. 8.21 è riportato lo schema completo di uno stadio finale RVB a simmetria complementare del tipo descritto. In esso la stabilizzazione del punto di funzionamento in continua, dello stadio finale di colore, viene attuata per mezzo di una controreazione per le sole componenti continue tra l'uscita e l'ingresso di reazione corrispondente del circuito integrato. Tale controreazione è operante solo durante i periodi di ritraccia di riga ed ha il compito di fissare il livello del nero (clamping), durante questi intervalli di tempo. Gli impulsi positivi di fly-back di riga (500 Vpp) vengono limitati in ampiezza da Di 398, il cui catodo si trova alla tensione di alimentazione (238 V), ed inviati quindi, per mezzo del potenziometro R 397, ai tre stadi finali. Ivi, tramite tre condensatori, essi vengono applicati agli anodi di altrettanti diodi del tipo TD 190 che hanno i catodi collegati nel punto di mezzo dei circuiti complementari.

Durante i ritorni di riga i diodi conducono caricando negativamente le armature di sinistra dei condensatori di 0,1 μF, con una tensione pari alla differenza tra i valori dell'impulso di fly-back e della tensione presente al punto di centro dello stadio finale. Alla tensione negativa ne fa riscontro una positiva in arrivo dall'alimentazione per mezzo della resistenza di 470 kohm. La tensione risultante (+ 4,4 V), filtrata, viene inviata all'ingresso di controreazione dell'integrato. Se, per un motivo qualunque, il livello del nero dovesse variare, cambierebbe la tensione a cui si trova il catodo del diodo, quindi il valore di quella negativa ed infine l'ampiezza della tensione di controreazione.

Ruotando il potenziometro R 397 si modifica l'ampiezza degli impulsi di fly-back applicati ai finali e, quindi, il livello del nero per il minimo di luminosità.

Per la coincidenza dei punti di interdizione dei tre cannoni si regolano le tensioni delle tre griglie schermo del cinescopio per mezzo dei potenziometri R 547, R 548 e R 549.

8.8.2. - Stadi finali RVB single-ended

Accanto alla soluzione a simmetria complementare, di cui si è parlato nel precedente paragrafo, si incontrano in pratica altri circuiti finali che fanno uso di due transistors della stessa polarità, funzionanti secondo il principio della connessione single-ended, già usata nei circuiti di potenza di BF e per gli stadi finali di deflessione verticale. Il circuito pratico risulta un po' modificato per evitare il pilotaggio con due segnali di fase opposta.

In Fig. 8.22 è riportato lo schema di principio di un tale amplificatore. Il transistor TJ 1, debolmente polarizzato dalla tensione continua in arrivo alla sua base, presenta una tensione di collettore che è circa la metà di quella di alimentazione. In queste condizioni TJ 2 è interdetto. Se ora la tensione V_{BE} di TJ 1 cresce (spostamento verso il bianco), cala la V_{CE}, il diodo DJ 11 conduce ed il segnale viene trasferito all'uscita, amplificato. Quando la V_{BE} di TJ 1 cala, si ha un aumento della V_{CE} e quindi l'interdizione di DJ 11. Il segnale presente al collettore di TJ 1 viene così applicato tra base e collettore di TJ 2 (emitter-follower) e trasferito al carico per mezzo dell'emettitore di quest'ultimo. Come si vede, nel circuito descritto, TJ 1 funge da finale per metà segnale (grigio-bianco) e da pilota per TJ 2 nell'altra metà (grigio-nero).

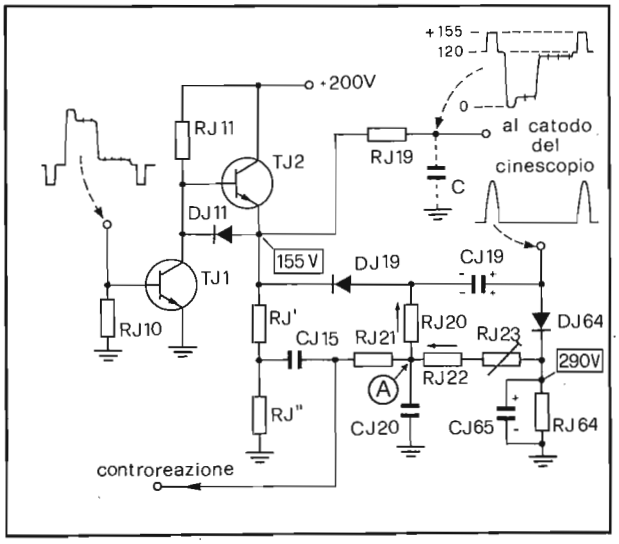


Fig. 8.22 - Schema elettrico semplificato per lo studio dello stadio finale di colore del tipo single-ended.

In Fig. 8.23 è riportato lo schema completo degli stadi finali di colore operanti secondo il principio suddetto.

Anche in questo circuito sono presenti delle controreazioni di continua e in alternata che permettono di regolare e stabilizzare, rispettivamente, il livello di aggar:ciamento del nero durante i ritorni di riga (per questo motivo sono previste tre regolazioni indipendenti — RJ 23, RJ 43, RJ 63 — una per ciascun canale) e del guadagno (due regolazioni — RJ 17, RJ 37 — per eguagliare l'amplificazione dei canali del rosso e del verde e quello del blu).

L'effetto delle controreazioni può essere compreso facilmente facendo riferimento alla Fig. 8.23.

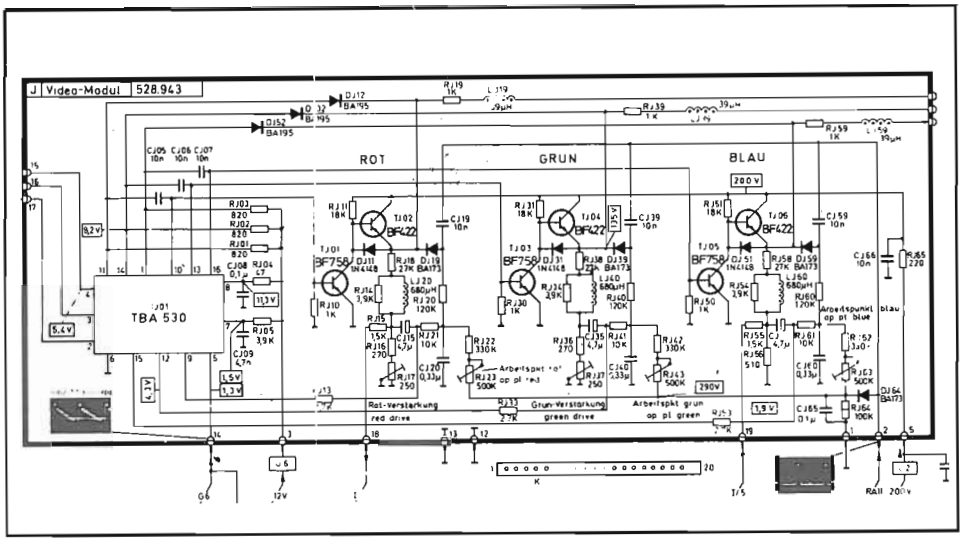


Fig. 8.23 - Stadi finali di colore per il pilotaggio RVB, del tipo single-ended (Nord Mende).

Dal trasformatore di riga arrivano gli impulsi di fly-back positivi, che vengono direttamente rettificati dal diodo DJ 64. La tensione positiva di 290 V, che si forma così su CJ 65, risulta applicata al punto A per mezzo della serie regolabile RJ 22 - RJ 23. Gli stessi impulsi, tramite CJ 19 vengono trasmessi all'anodo di DJ 19, il cui catodo, in condizioni corrette di funzionamento, dovrebbe trovarsi a 155 V per il livello del nero. Durante i ritorni di riga, pertanto, il diodo DJ 19 conduce, fissando l'armatura sinistra di CJ 19 a 155 V e caricando l'altra ad una tensione positiva. Alla fine del ritorno di riga il condensatore si ritrova carico con le polarità indicate in figura. Al punto A così perviene, oltre alla tensione positiva di cui si è detto, una tensione negativa proveniente da CJ 19. Se la tensione corrispondente al livello del nero dovesse, ad esempio, diminuire, crescerebbe il valore della tensione negativa e calerebbe quindi quella risultante nel punto A. Il circuito integrato TBA 530 è costruito in modo tale da reagire a questa variazione con una diminuzione della tensione di uscita che viene applicata alla base di TJ 1. Il circuito di controreazione in continua è insensibile alle variazioni d'ampiezza degli impulsi di fly-back. Infatti una loro modificazione sia in senso positivo che negativo produrrebbe uguali variazioni, in valore assoluto, sulle due tensioni, positiva e negativa, che si sommano in A, mantenendone costante il valore risultante.

Per quanto riguarda la controreazione in alternata, vale quanto detto nel paragrafo precedente, salvo il comportamento in frequenza che è modificato per la presenza di un'induttanza sul ramo indicato con RJ' in Fig. 8.22. Al crescere

della frequenza, l'impendenza di tale ramo aumenta e così il tasso di controreazione viene ridotto: ciò ha l'effetto di produrre una compensazione della risposta alle alte frequenze dell'amplificatore, che altrimenti calerebbe in modo sensibile.

Per il circuito descritto sono previste le regolazioni del bianco all'interdizione, per mezzo di RJ 23-RJ 43-RJ 63 (coincidenza dei punti di interdizione dei tre fascetti) e della scala dei grigi per mezzo di RJ 17-RJ 37 (coincidenza delle rese globali dei tre colori).

8.9. - I circuiti di servizio al colore

Per un corretto funzionamento dei demodulatori sincroni è indispensabile generare, all'interno del ricevitore, un segnale sinusoidale della frequenza di 4,43 MHz, esattamente in fase con quello usato al trasmettitore per attuare la modulazione di ampiezza in quadratura. Tale segnale viene generato per mezzo di un oscillatore a quarzo, la cui frequenza e fase sono controllate in modo preciso da un circuito automatico (comparatore di fase) che opera un confronto, ad ogni ritorno di riga, tra il segnale dell'oscillatore e quello del burst. Poichè la fase di quest'ultimo varia di riga in riga, commutando da 135° a 225°, all'uscita del comparatore è disponibile una tensione utilizzata per pilotare il commutatore PAL. Come si ricorderà, al demodulatore B-Y viene inviata un'oscillazione con fase 0°, mentre a quello R-Y è inoltrato un segnale la cui fase cambia, di riga in riga, alternativamente da 90° a 270° per mezzo del commutatore PAL. Quest'ultimo è un multivibratore bistabile (flip-flop) che viene pilotato dall'im-

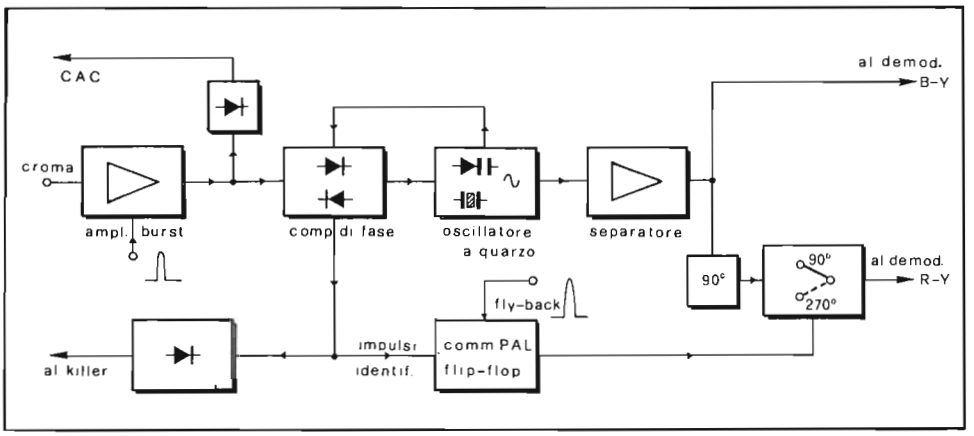


Fig. 8.24 - Schema a blocchi dei circuiti di servizio al colore.

pulso di fly-back di riga e sincronizzato (identificazione) dal segnale uscente dal comparatore di fase. Lo stesso segnale, rettificato, fornisce la tensione di pilotaggio del killer.

La separazione del burst dal segnale di crominanza avviene per mezzo di un circuito a coincidenza pilotato dagli impulsi di fly-back di riga. Gli impulsi del burst, rettificati, filtrati e amplificati, forniscono la tensione di regolazione per il controllo automatico della saturazione del colore (CAC).

I collegamenti tra i vari blocchi sono indicati in Fig. 8.24.

8.9.1. - Oscillatore colore

L'oscillatore di riferimento per la demodulazione del colore deve fornire un segnale di frequenza pari a 4,43361875 MHz con una fase che non deve variare oltre i ± 5° rispetto al valore nominale. Tutto ciò è possibile se si equipaggia lo stadio con un quarzo oscillante a tale frequenza e con un circuito di controllo automatico di frequenza e fase che impiega un diodo varicap polarizzato con una tensione, il cui valore viene modificato in dipendenza dello sfasamento tra il segnale dell'oscillatore ed il burst. Le configurazioni circuitali possibili per l'oscillatore, sono diverse; in ogni caso viene usato un transistor nel quale è presente una reazione positiva, la cui ampiezza è controllata per mezzo di un

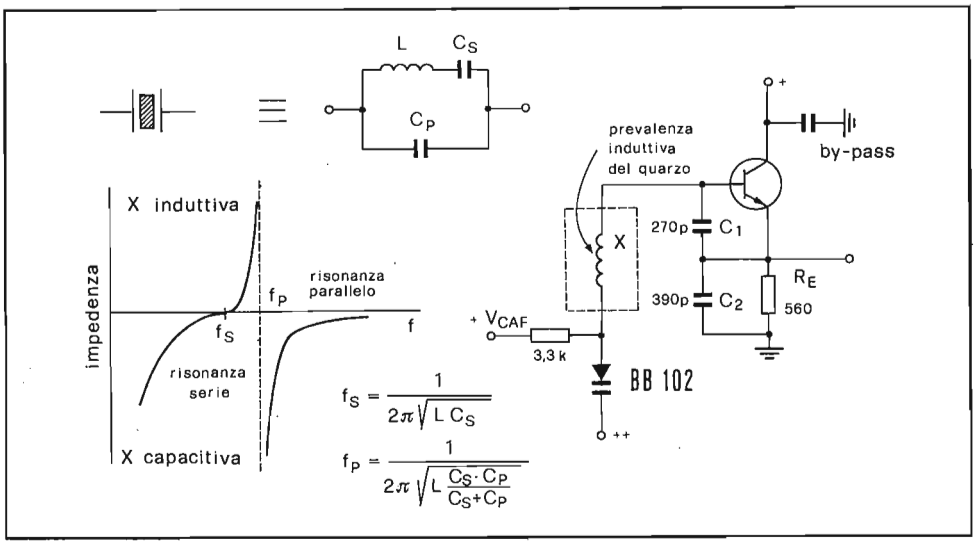


Fig. 8.25 - Caratteristiche elettriche del risuonatore a quarzo e suo impiego in un circuito oscillatore regolato dal CAF.

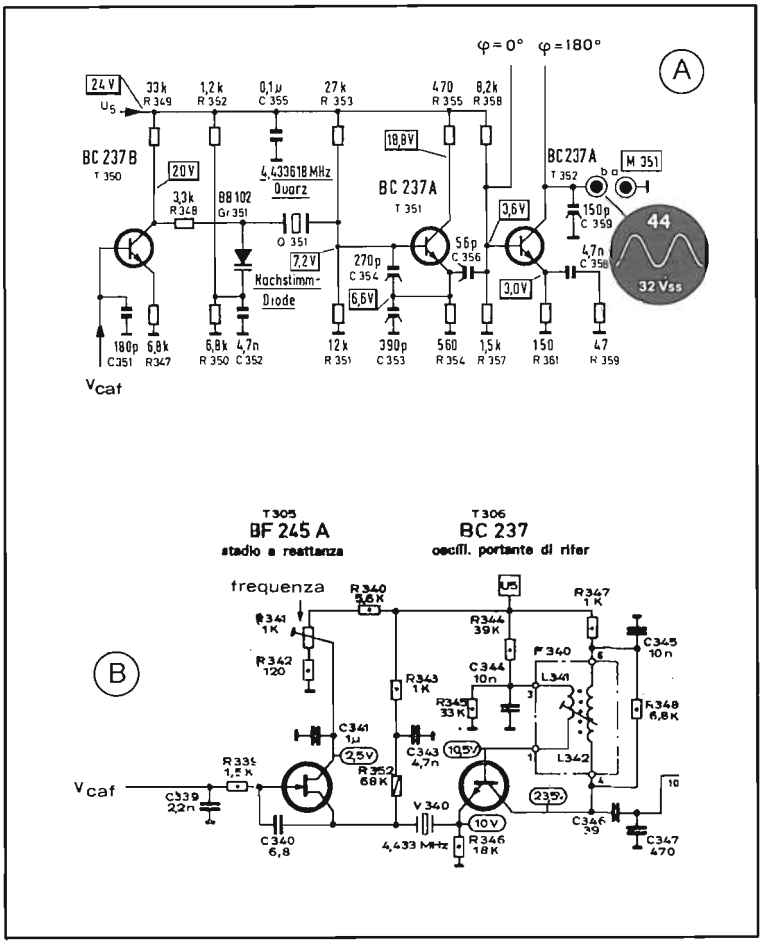


Fig. 8.26 - Oscillatore a 4, 43 MHz a quarzo controllato in frequenza da un diodo varicap (A) e da uno stadio a reattanza equipaggiato con un FET (B) (Telefunken e Nord Mende).

circuito risonante a bassissima perdita realizzato con un quarzo piezoelettrico (Fig. 8.25).

In Fig. 8.26 sono riportate due soluzioni. Nella prima il transistor T 351 è connesso come oscillatore Colpitts a collettore comune, essendo il segnale d'uscita riportato all'ingresso per mezzo del partitore capacitivo C 353 - C 354. La frequenza di oscillazione è determinata dal quarzo piezoelettrico, del quale viene usata la prevalenza induttiva che si manifesta poco al di sotto della frequenza di risonanza parallelo. Questa reattanza, il cui valore viene corretto da quello presentato dal diodo varicap (B B 102), risuona con la capacità del partitore. La

tensione di polarizzazione inversa del diodo varicap è determinata sia dal partitore R 352 - R 350, il quale fissa il potenziale del catodo verso massa, che dalla tensione di collettore del transistor T 350, amplificatore della tensione di controllo automatico della frequenza e fase. Al variare di quest'ultima, varia la capacità presentata dal varicap e quindi la frequenza dell'oscillatore.

L'oscillazione a 4,43 MHz, dall'emettitore di T 351, viene inviata alla base di T 352, separatore, prima di essere inoltrata ai demodulatori sincroni.

Nel secondo esempio di Fig. 8.26, viene utilizzato un oscillatore Meissner con circuito accordato di collettore (L 342 - C 346 - C 347). L'accoppiamento magnetico tra L 342 ed L 341 assicura la reazione positiva uscita-ingresso; l'entità di questa reazione dipende dal guadagno del transistor BC 237, che è massimo alla frequenza di risonanza serie del circuito formato dal quarzo e dalla capacità equivalente, verso la massa, del circuito a reattanza. A questa frequenza, la resistenza di emettitore R 346 viene cortocircuita e, quindi, il guadagno cresce considerevolmente. Variando la tensione di gate del FET BF 245 A, si modifica il valore della trasconduttanza e, quindi, quello della capacità equivalente che lo stadio presenta tra il drain e massa: ciò produce un cambiamento nella frequenza di oscillazione. A determinare il valore della capacità equivalente concorrono il condensatore C 340 ed il FET, il cui punto di funzionamento a riposo può essere modificato per mezzo del potenziometro R 341.

Il segnale viene quindi inviato ai demodulatori sincroni e, per evitare che questi carichino l'oscillatore, viene adottato un circuito di prelievo a partitore capacitativo (C 346 - C 347).

La taratura dell'oscillatore colore viene effettuata, dopo aver cortocircuitato il burst mantenendo disattivato il killer, regolando il potenziometro R 341, fino a che le barre colorate scorrono il più lentamente possibile sullo schermo.

8.9.2. - Comparatore di fase

Il comparatore di fase è il circuito nel quale vengono messi a confronto i segnali del burst e della sottoportante rigenerata. Nel caso risulti una differenza di frequenza o di fase tra i due segnali, viene prodotta una tensione proporzionale allo scostamento e di segno dipendente dal verso, comunque tale che, inviata ad un dispositivo di controllo (circuito a reattanza o diodo varicap), ne risulti una correzione del comportamento dell'oscillatore.

Il funzionamento del comparatore di fase può essere compreso facilmente facendo riferimento alla Fig. 8.27 e supponendo, per semplicità, la fase del burst fissa. In A il burst, applicato al primario di un trasformatore, viene ritrovato ai due secondari con fasi opposte. Il diodo D 1 rettifica la semionda positiva e D 2 quella negativa e, quindi, per effetto dello sfasamento detto, conducono contemporaneamente. Le tensioni rettificate, identiche in valore assoluto, caricano i due condensatori C 1 e C 2 nel modo indicato in figura; la tensione

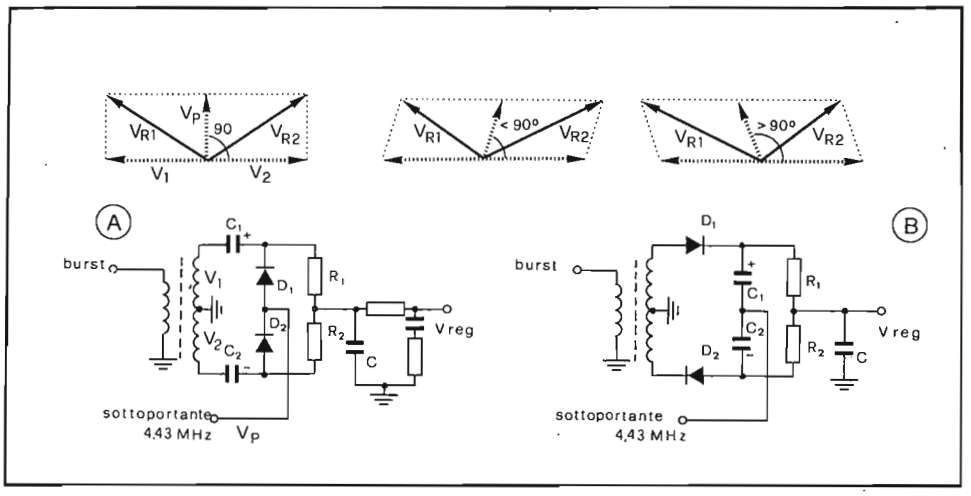


Fig. 8.27 - Comparatore di fase a diodi: rappresentazione vettoriale delle grandezze elettriche e realizzazioni pratiche.

risultante al punto comune di R 1 ed R 2, dello stesso valore, è quindi nulla. Se ora viene applicato il segnale della sottoportante, sfasato esattamente di 90° rispetto al burst, al punto comune dei diodi non cambierà nulla poichè, quando essi conducono (istante di massima ampiezza del burst), la sottoportante assume il valore zero. La tensione d'uscita, V_{reg}, avrà valore ancora nullo. Se ammettiamo che tra il burst e la sottoportante esista ora uno sfasamento leggermente superiore a 90°, nella fase di passaggio per il massimo del burst, la sottoportante assumerà un valore leggermente positivo: il diodo D 1 risulterà più conduttore di D 2 e quindi la tensione positiva su C 1 sarà maggiore di quella negativa su C 2. La tensione sul punto medio delle due resistenze risulterà così positiva e di valore dipendente dall'entità dello sfasamento.

Se ipotizziamo uno sfasamento leggermente inferiore di 90°, D 1 condurrà meno di D 2 e così, la tensione positiva risulterà inferiore a quella negativa presente su C 2; di conseguenza il punto medio delle resistenze assumerà un valore negativo.

Nel caso B di figura, a ciascuno dei diodi D 1 e D 2 perviene la somma di due tensioni: quella della sottoportante, applicata tra il punto comune a C 1 e C 2 e massa, e quella del burst presente su metà avvolgimento secondario. Se lo sfasamento tra i due segnali è proprio 90°, si avrà una tensione di uscita nulla al centro delle due resistenze, perchè ciascun diodo viene ad essere interessato da tensioni risultanti di pari ampiezza. Se tale sfasamento cambia, si modificano pure le ampiezze delle tensioni risultanti applicate ai due diodi, nel senso che crescerà una mentre l'altra diminuirà. La tensione d'uscita, pari alla semi-

somma dei potenziali di carica dei condensatori C 1 eC 2, viene filtrata e quindi inviata al diodo varicap o al circuito a reattanza.

In realtà il burst viene trasmesso con fase alterna (135° - 225°) rispetto all'asse B - Y, come si era detto al paragrafo 3.7. La scomposizione del vettore rappresentativo del burst lungo gli assi B - Y e R - Y porta a una componente costante nella prima direzione ed oscillante ad ogni riga, nella seconda. Ciò significa che il burst può essere pensato come un'oscillazione con fase fissa 180°, con sovrapposta un'altra oscillazione di fase, alternativamente 90° e 270°. La prima componente, confrontata con la sottoportante generata nel ricevitore, produce la tensione di correzione di cui si è detto sopra. La seconda componente produce invece un'onda rettangolare, di frequenza pari alla metà di quella di riga, che verrà utilizzata per l'identificazione della commutazione PAL. La somma di queste due tensioni è presente all'uscita del comparatore.

Vediamo con l'aiuto della Fig. 8.28 come vengono prodotte queste due tensioni all'uscita del comparatore di fase. Supponiamo dapprima che la sottoportante rigenerata sia di frequenza e fase corrette e rappresentabile perciò come un vettore a 90° (asse R - Y). Il burst della riga *n* (V_2) si trova a 135°, mentre quello disponibile sull'altra metà dell'avvolgimento (V_1), essendo sfasato di 180° rispetto al primo, si troverà a 315°. Le tensioni risultanti ai due anodi, ovvero le stesse, rettificate, disponibili su R 1 ed R 2, saranno diverse e perciò la tensione di uscita, in base alla rappresentazione A di Fig. 8.28, risulterà negativa.

Nella riga immediatamente successiva il burst ha fase 225°; tale situazione, in termini di rappresentazione vettoriale, è riportata in B. La tensione all'uscita sarà positiva ma di valore esattamente identico a quello, negativo, della riga precedente. Il valore medio di questa tensione alternata è nullo, essendo identiche le ampiezze e le durate delle due semionde.

La situazione è diversa nei casi C - D ed E - F. In C - D si è ipotizzato un anticipo di fase ($\varphi < 0$) della sottoportante rigenerata rispetto a quella usata in trasmissione. Con le stesse considerazioni precedenti si giunge alla conclusione che le due alternanze rettangolari, presenti all'uscita, hanno ampiezze diverse, in particolare quella positiva è maggiore di quella negativa. Il valore medio della tensione di uscita, positivo, può essere estratto utilizzando un filtro passa-basso calcolato in modo di attenuare opportunamente la frequenza di riga e inviato al circuito di correzione (varicap o dispositivo a reattanza).

Analoga, ma in senso opposto, la situazione riportata in E - F. In questo caso la sottoportante rigenerata è in ritardo di fase ed il valore medio della tensione di uscita risulta così negativo.

Qualora i segni della tensione di correzione, in relazione allo sfasamento, fossero opposti a quelli richiesti dal circuito di correzione, basterà rovesciare i diodi oppure la fase di uno dei segnali che vengono confrontati.

A volte le esigenze, in termine di fase, di disporre di segnali per l'identificazione e per il controllo dell'oscillatore, suggerisce l'opportunità di usare due

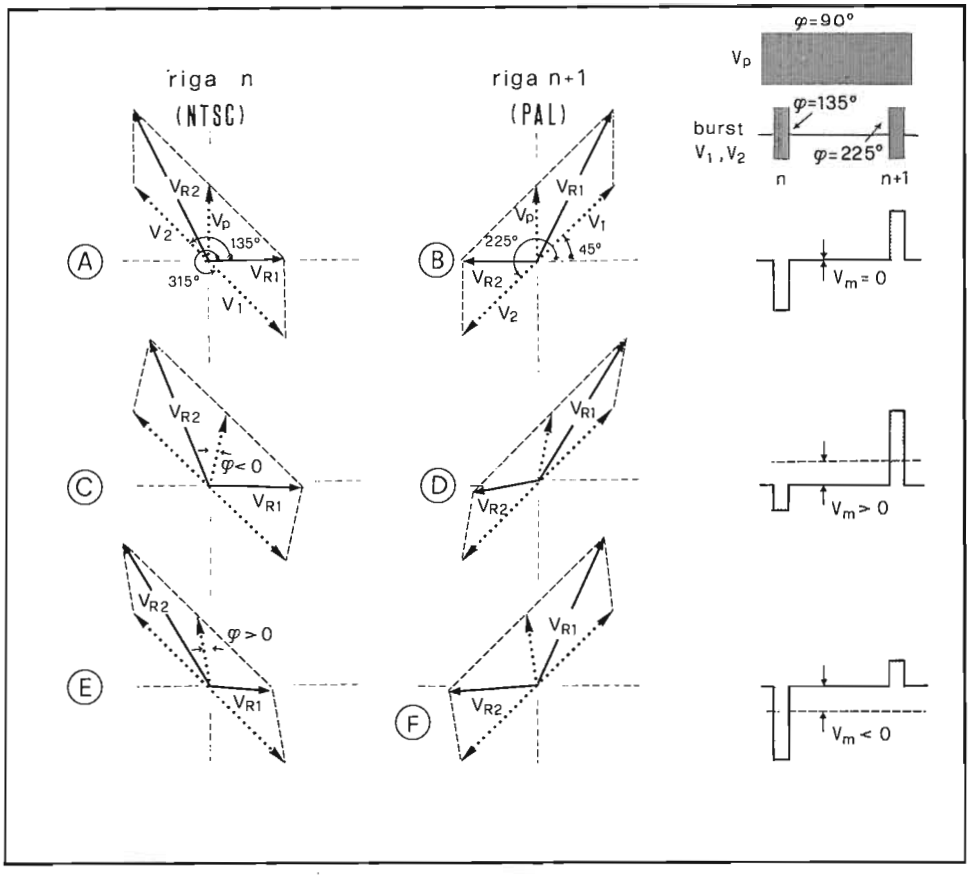


Fig. 8.28 - Situazione al comparatore di fase per le righe NTSC e PAL nel caso di fase corretta (A, B) anticipo di fase (C, D) e ritardo di fase (E, F).

comparatori di fase: è il caso del circuito riportato in Fig. 8.29. Sul punto comune delle due resistenze da 330 kohm è disponibile la tensione di correzione dell'oscillatore, sovrapposta alla tensione continua inviata al punto comune dei diodi e regolabile per mezzo di R 323; essa viene filtrata da C 318 - R 319 - R 320 - C 319, che attenua notevolmente la componente ad onda rettangolare dovuta all'alternanza del burst. Questa tensione è disponibile invece al centro delle due resistenze da 120 kohm è utilizzata per la sincronizzazione del commutatore PAL. Essa verrà generata confrontando direttamente la fase del burst alternato con quella della portante, utilizzata al demodulatore sincrono (R - Y), inserita al punto comune delle due capacità C 316 - C 317. La tensione disponibile al punto comune delle resistenze R 316 - R 317 è un'onda quadra (a causa della costante di tempo R 316 · C 317 = R 317 · C 316, molto superiore a 64 μs) che presenta la

semionda positiva, quando il burst ha fase 135° e negativa, quando tale fase risulta di 225°. Quest'onda, la cui frequenza è metà di quella di riga, viene usata per sincronizzare il commutatore PAL e permette così *l'identificazione* della riga positiva (o riga NTC). Poichè la presenza dell'onda quadra a frequenza $f_H/2$ è indice di trasmissione a colori, tale segnale viene utilizzato anche per disattivare il killer-colore: è il caso del circuito riportato in Fig. 8.36, del quale si parlerà nel prossimo paragrafo.

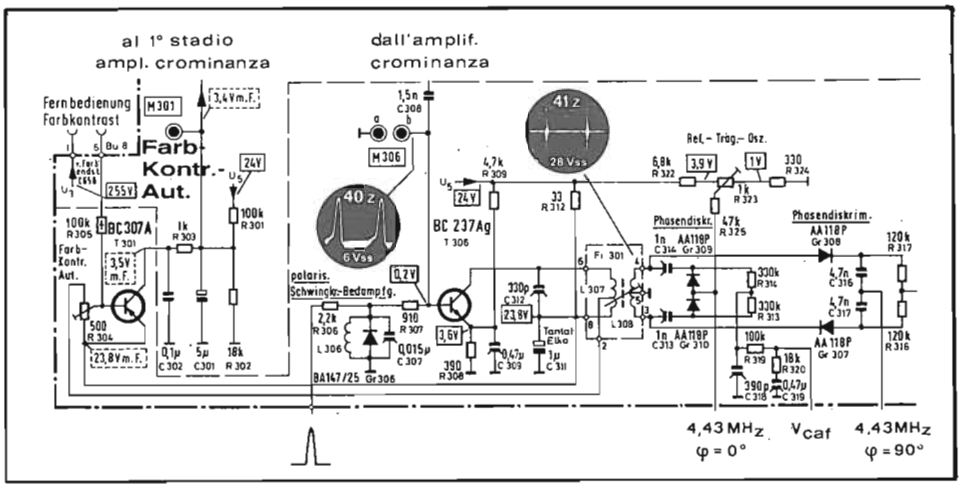


Fig. 8.29 - Separatore di burst, comparatore di fase doppio (per l'identificazione ed il CAF) e circuito di CAC (Telefunken).

Facendo riferimento sempre alla Fig. 8.29, interpretiamo il funzionamento del separatore del burst e del circuito di CAC. Il segnale di crominanza, disponibile all'uscita del filtro di banda, viene inviato alla base del transistor T 306, che è normalmente interdetto a causa della tensione a cui è portato l'emettitore (superiore a quella di base) per mezzo del partitore R 309 - R 308. Alla base perviene pure un impulso positivo di fly-back di riga che "alza" il segnale di crominanza durante i ritorni di riga, quindi in presenza del burst. In questo modo il transistor, reso conduttore per mezzo dell'impulso di ritorno di riga, amplifica solo il burst, che viene riformato in collettore per mezzo del circuito accordato a 4,43 MHz (L 307 - C 312). Una frazione della tensione di burst presente su L 307 è inviata tra base ed emettitore di T 301 e dosata per mezzo di R 304. Questo transistor rettifica il burst, lo amplifica e, dopo il filtraggio operato da C 302 - R 303 - C 301, lo invia a polarizzare la base del primo amplificatore di crominanza. Se l'ampiezza del burst aumenta, T 301 conduce di più e quindi il po-

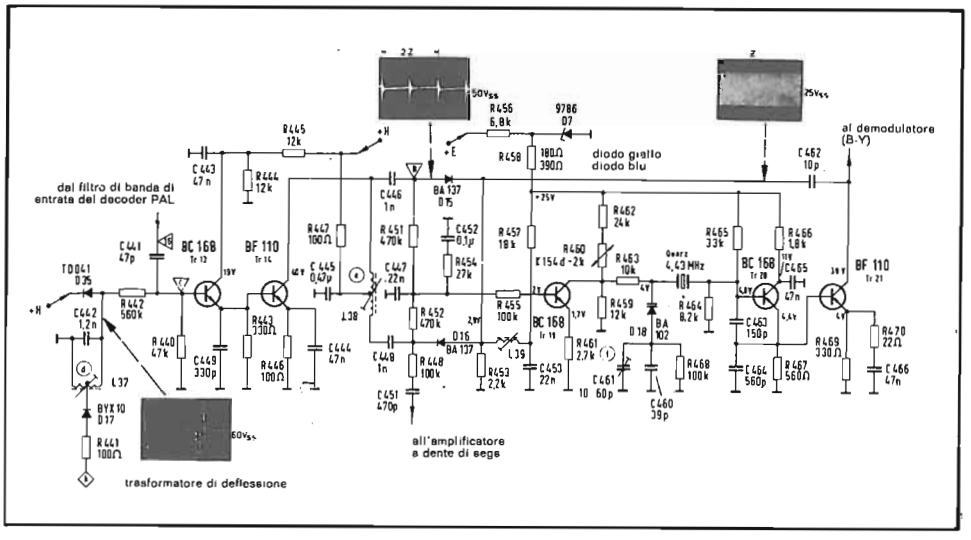


Fig. 8.30 - Comparatore di fase, oscillatore, separatore di burst e amplificatore (Grundig).

tenziale di collettore cresce, riducendo il guadagno dell'amplificatore di crominanza (BF 198).

Un altro esempio di stadio comparatore di fase, completo di oscillatore, separatore di burst e amplificatore, è riportato in Fig. 8.30. Il segnale di crominanza, proveniente dal filtro di banda, giunge attraverso C 441 sulla base di Tr 13 (BC 168). Contemporaneamente, per mezzo di un circuito formatore, accordato sulla terza armonica della frequenza di ritorno di riga (L 37 - C 442), viene inviato alla base del transistor un impulso che provvede a far condurre Tr 13 e quindi Tr 14, solo durante l'intervallo di tempo in cui è presente il burst. Si opera così la separazione di quest'ultimo dal resto del segnale di crominanza.

Al collettore di Tr 14 è collegato un estremo di una bobina bifilare il cui centro è connesso a massa, per il segnale, attraverso C 445. Il burst è così presente, con fasi opposte e uguali ampiezze, alle due estremità dell'avvolgimento, cui fanno capo i due diodi del comparatore di fase (BA 137); per mezzo del confronto tra il segnale di sincronismo cromatico e la portante rigenerata, si ottiene una tensione di regolazione che controlla l'oscillatore, in frequenza e in fase, mediante variazione della polarizzazione del diodo varicap BA 102. Il segnale di confronto arriva all'oscillatore attraverso C 462 e, dopo essere stato corretto in fase per mezzo della bobina L 39, è applicato nel punto comune dei due diodi. La tensione di regolazione viene prelevata nel punto comune delle due resistenze di carico R 451 - R 452, filtrata da C 447 e mantenuta dal gruppo R 454 - C 452. Tale tensione, amplificata dal transistor Tr 19, il cui circuito di ba-

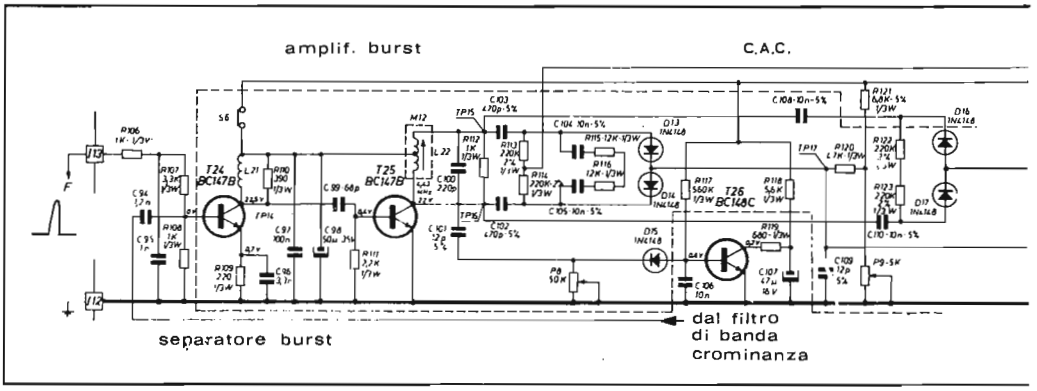


Fig. 8.31 - Oscillatore a 4,43 MHz, separatore del burst, amplificatore, circuito di CAC e comparatore d fase (Rex).

se è polarizzato dal partitore R 457 - R 453, viene applicata al diodo varicap BA 102 per mezzo della resistenza di disaccoppiamento R 463. R 460 è un termistore che serve a contrastare le variazioni della tensione di polarizzazione del diodo D 18 con la temperatura.

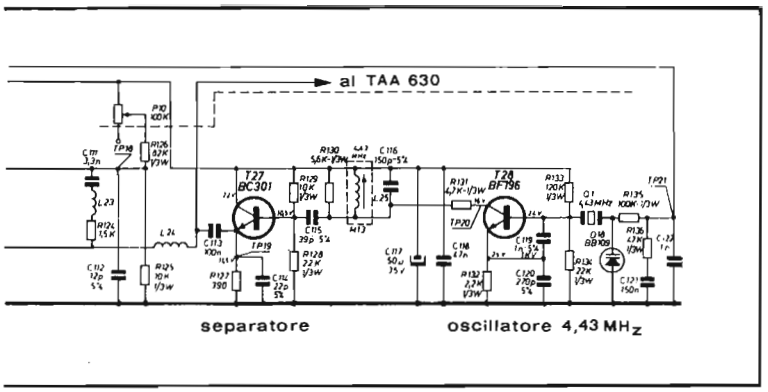
L'oscillatore, del tipo descritto al paragrafo 8.9.1, opera a collettore comune ed è seguito dal transistor separatore Tr 21, dal cui collettore viene prelevato il segnale per il circuito demodulatore B - Y.

A causa dell'alternanza di fase del burst e della notevole costante di tempo di scarica dei condensatori C 446 e C 448, la tensione su di essi ha andamento a dente di sega, con frequenza metà di quella di riga ($f_H/2$). Questo segnale, prelevato per mezzo di R 448 e C 451, viene amplificato, trasformato in sinusoidale e inviato, quindi, a sincronizzare il flip-flop.

Un terzo esempio di comparatore di fase, completo di separatore di burst e oscillatore a 4,43 MHz, è riportato in Fig. 8.31.

Il segnale di crominanza completo viene prelevato prima del potenziometro della saturazione e inviato alla base del transistor separatore di burst T 24. Sulla base di quest'ultimo pervengono anche gli impulsi di fly-back di riga positivi, con un'ampiezza di 50 Vpp, che lo rendono conduttore proprio quando, contemporaneamente, sulla base è presente il burst. Nel rimanente intervallo di scansione, il transistor è interdetto e ciò impedisce il passaggio dell'informazione di colore. Al collettore di T 24 è collegata la bobina L 21 che, assieme alle capacità distribuite, assicura la parziale ricostruzione del burst. Un'ulteriore amplificazione selettiva è assicurata da T 25 che ha come carico, per l'appunto, il circuito risonante parallelo L 22 - C 100.

La bobina L 22, dotata di presa centrale (a massa per i segnali), permette di ottenere due segnali di burst, di fase opposta, che vengono inviati ai lati del



comparatore di fase del burst, tramite C 102 e C 103. Al punto comune dei due diodi D 13 e D 14 del comparatore arriva, tramite L 24, il segnale dell'oscillatore proveniente da T 27, amplificatore-separatore. Il partitore R 121 - P 9 fornisce una tensione continua, al centro dei diodi, che viene riportata, per la simmetria del circuito, al centro delle resistenze R 113 - R 114. Questa tensione serve a polarizzare il diodo varicap D 18 in modo che esso presenti il richiesto valore di capacità al circuito oscillatore. La variazione di P 9 permette, perciò, di regolare la frequenza di quest'ultimo.

A causa dell'alternanza di fase del burst, come si è già detto in precedenza, sovrapposto alla tensione continua di regolazione c'è un segnale di forma quasi quadra di frequenza $f_H/2$. Il filtro C 122 - R 136 - C 121 permette l'eliminazione di questa componente, lasciando passare solo la somma della tensione continua fornita dal partitore P 9 - R 12 e del valore medio della tensione a onda quadra (tensione di regolazione).

L'oscillatore per la rigenerazione della sottoportante di colore è del tipo già descritto in precedenza: esso presenta al collettore un circuito risonante parallelo (C 116 - L 25) che ha il compito di garantire la perfetta sinusoidalità del segnale d'uscita. Per evitare che i circuiti collegati all'oscillatore possano modificare la frequenza, viene inserito uno stadio separatore T 27 (emitter-follower) al cui emettitore, per mezzo di C 115, fanno capo il comparatore a 4,43 MHz, quello per l'identificazione ed il killer e i demodulatori sincroni.

Il segnale di burst viene usato anche per mantenere costante in ampiezza l'uscita dell'amplificatore di crominanza di fronte alle fluttuazioni del segnale d'ingresso. A ciò provvede il transistor T 26. Il burst presente sul collettore di T 25 è inviato, per mezzo di C 101, al diodo D 15 che rivela la semionda negativa, riducendo così la conduzione di T 26. L'ampiezza del segnale rivelato viene variata per mezzo di P 8, che agisce anche sulla polarizzazione di base di T 26. Ad un aumento di ampiezza del burst, ovvero del segnale di crominanza, corri-

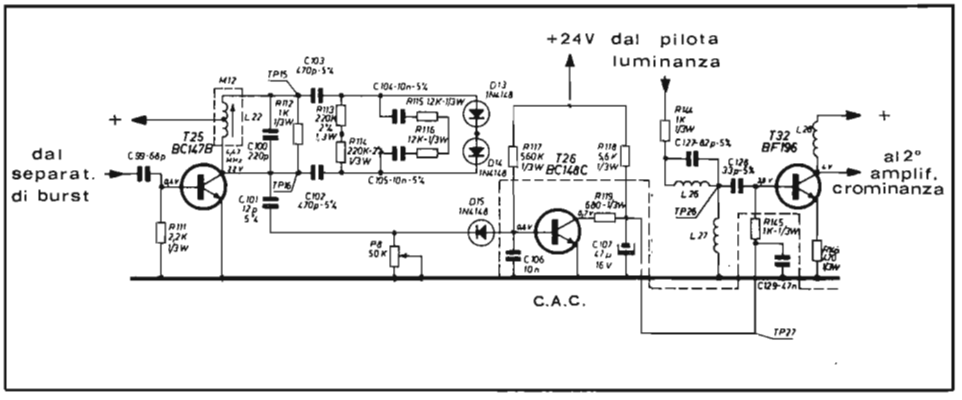
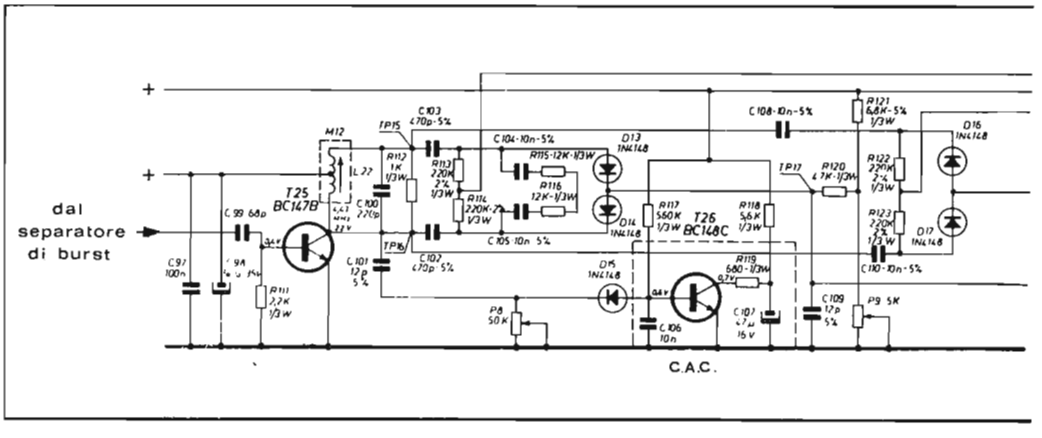


Fig. 8.32 - Separatore di burst e circuito di C.A.C. (Rex).

sponde una tensione negativa rettificata dal diodo D 15, quindi una riduzione della corrente di collettore di T 26 e, perciò, un aumento della sua tensione di collettore. Tale aumento innalza la tensione di base del primo amplificatore di crominanza T 32 e ciò ne comporta una diminuzione dell'amplificazione (Fig. 8.32): il viceversa accade nel caso di diminuzione dell'ampiezza del burst.

Se la trasmissione non è a colori, e quindi manca il burst, o il segnale è debole, l'immagine riprodotta sul cinescopio deve essere in bianco e nero. A ciò provvede il killer-colore (T 29 - T 30) interdicendo, in tali casi, il terzo amplificatore di crominanza.

La conduzione o l'interdizione dello stadio killer-colore è comandata dalla tensione prelevata all'uscita R 122 - R 123 del secondo comparatore di fase D 16 - D 17. Questa tensione è il risultato della sovrapposizione della tensione



continua, proveniente dal partitore P 10 - R 126 - R 125, con quella ottenuta dal confronto tra il segnale dell'oscillatore, sfasato dalla rete R 124 - L 23 - C 111 - C 112, ed i bursts di fase opposta provenienti da C 108 e C 110. L'alternanza (± 45°) di fase del burst produce, in uscita del comparatore, un'onda quadra a metà frequenza di riga che, per lo sfasamento prodotto da L 23, non ha più componente media nulla, come accadeva all'uscita del comparatore D 13 - D 14.

La tensione d'uscita, filtrata da C 123, polarizza la base di T 29. In assenza di burst, tale tensione è positiva e porta alla saturazione T 29 e conseguentemente T 30, la cui tensione di collettore all'incirca si annulla. In presenza di burst la tensione di uscita del comparatore ha valore medio negativo e ciò produce l'interdizione del killer-colore (Fig. 8.33).

8.9.3. - Il commutatore PAL e l'identificazione

Per inviare al demodulatore sincrono R - Y un'oscillazione a 4,43 MHz con fase alterna di 90° e 270°, si ricorre ad un doppio commutatore che opera a metà frequenza di riga. Tale commutatore è realizzato praticamente con un multivibratore bistabile (flip-flop) che comanda due diodi interruttori, secondo lo schema a blocchi di Fig. 8.34.

Il flip-flop è un oscillatore bistabile che fa uso di due transitors collegati opportunamente fra di loro in modo che la conduzione dell'uno imponga l'interdizione all'altro; inoltre questa situazione è stabile. Per rovesciare lo stato di equilibrio, si richiede un impulso che renda conduttore il transistor interdetto o, viceversa, interdica quello conduttore; così lo stato iniziale viene ripristinato ogni due impulsi di comando. Per questa sua caratteristica il multivibratore bistabile dimezza la frequenza degli impulsi di comando.

In Fig. 8.35 è riportato lo schema semplificato di un flip-flop. Se il circuito è simmetrico, all'atto dell'accensione potrà condurre per primo, indifferente-

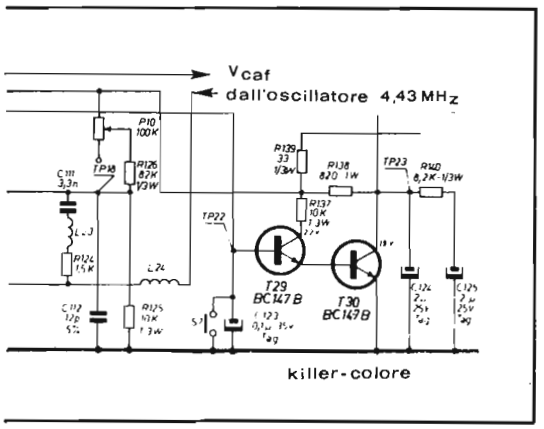


Fig. 8.33 - Comparatore di fase per il comando del killer-colore (Rex).

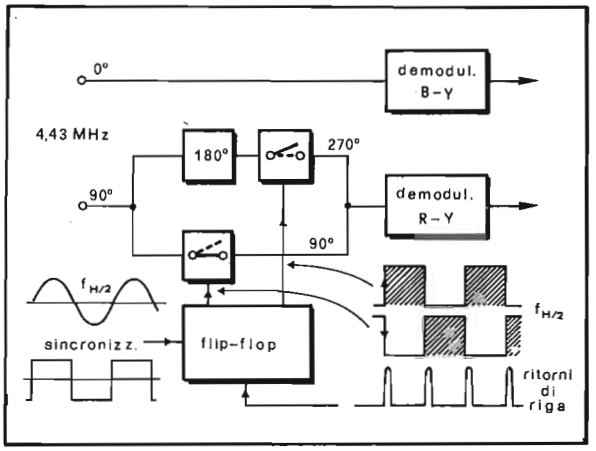


Fig. 8.34 - Schema a blocchi del commutatore PAL.

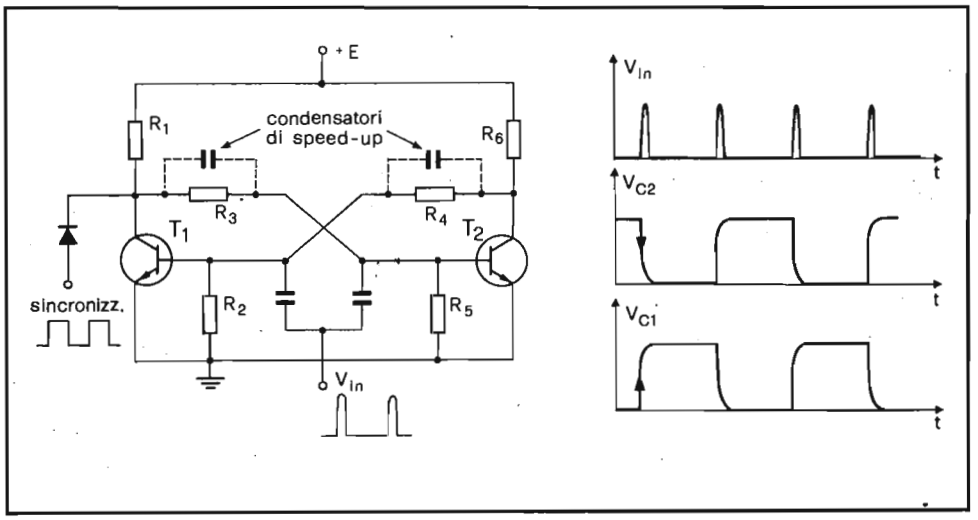


Fig. 8.35 - Schema semplificato del flip-flop e forme d'onda caratteristiche.

mente, uno qualunque dei due transistors. Supponiamo che il più rapido sia T 1: la sua tensione di collettore scenderà al valore di saturazione (circa 0,2 V), se la corrente di base avrà un valore adeguato, e ciò decreterà immediatamente l'interdizione del transistor T 2. In queste condizioni, infatti, la base di T 2 risulta alimentata, per mezzo del partitore R 3 - R 5, da una tensione ($V_{CE\,sat}$) inferiore a quella di soglia della giunzione base-emettitore (circa 0,6 V). Questa situazione di equilibrio stabile permane fino a che, ad esempio, non viene portato, sulla base del transistor interdetto T 2, un impulso positivo in grado di renderlo conduttore. In tal caso in T 2 inizia a circolare corrente e, quindi, la tensione di collettore cala: questa diminuzione produce una riduzione della

corrente di base di T 1 e, di conseguenza, un aumento della tensione di collettore di quest'ultimo. A tale aumento fa riscontro una crescita della corrente di base di T 2 e, perciò, un ulteriore abbassamento della sua tensione di collettore. La situazione continua ad evolvere fino a che non viene raggiunto un nuovo stato di equilibrio, caratterizzato da T 2 saturato e T 1 interdetto. Un rovesciamento degli stati può essere ottenuto inviando un impulso positivo sulla base di T 1.

Per ridurre i tempi di commutazione del flip-flop si dispongono delle capacità *(speed-up)* di modesto valore tra il collettore di un transistor e la base dell'altro.

Come si comprende facilmente, dall'esame dei diagrammi di Fig. 8.35, le due onde quadre presenti ai collettori dei transistors sono in opposizione di fase e possiedono una frequenza che è esattamente la metà di quella degli impulsi di comando. Tali onde quadre possono essere utilizzate per comandare il commutatore PAL, cioè quel circuito che invia al demodulatore sincrono R-Y, alternativamente, la sottoportante con fase 90° e 270°, riga per riga. Unico problema è sincronizzare il flip-flop, allo scopo di inviare al demodulatore la sottoportante con la fase appropriata. Ciò può essere attuato per confronto tra la tensione di collettore o di base di uno dei due transistors che realizzano il flip-flop e la tensione di identificazione, la quale può essere quadra o triangolare (a seconda della costante di tempo del circuito di spianamento) se prelevata direttamente all'uscita del comparatore o sinusoidale, se trasformata con un circuito oscillante, accordato su 7,5 KHz per rendere l'identificazione insensibile ai disturbi.

Un esempio di circuito pratico è riportato in Fig. 8.36. Come si vede, ciascun transistor riceve la polarizzazione di base dal collettore dell'altro: perciò, quando uno è saturo ($V_{CE} \simeq 0$), l'altro risulta interdetto. Se alle due basi è inviato, per mezzo dei condensatori C 333 e C 334, un impulso positivo, prelevato dal trasformatore di riga, il transistor conduttore lo ignora mentre quello interdetto viene reso conduttore. La tensione V_{CE} di quest'ultimo si abbassa a 0,2 V circa, se la corrente di base è sufficiente a garantirne la saturazione, e ciò produce l'interdizione dell'altro transistor, a causa dell'annullamento della sua corrente di base. In questa situazione la V_{CE} di un transistor è praticamente nulla, mentre quella dell'altro risulta coincidente con la tensione di alimentazione. Questo stato di cose si rovescierà non appena alle basi dei due transistors giungerà un altro impulso di ritorno di riga. Sui collettori risultano così disponibili due tensioni a onda quadra, di ampiezza pari alla tensione di alimentazione, e di frequenza metà di quella di riga (7,5 kHz), che pilotano due diodi interruttori i quali inviano al demodulatore sincrono R-Y due segnali a 4,43 MHz, sfasati tra di loro di 180°. Per garantire che la fase della sottoportante sia 90° per la riga "diretta" e 270° per quella "ribaltata", è necessario sincronizzare il flip-flop. Questa operazione può essere fatta in diversi modi. Nel caso di Fig. 8.22 la sincronizzazione è effettuata direttamente dall'onda rettangolare di identificazione disponibile all'uscita del comparatore di fase. Durante la semionda positiva T 331 viene saturato: ciò produce l'interdizione di T 332 e,

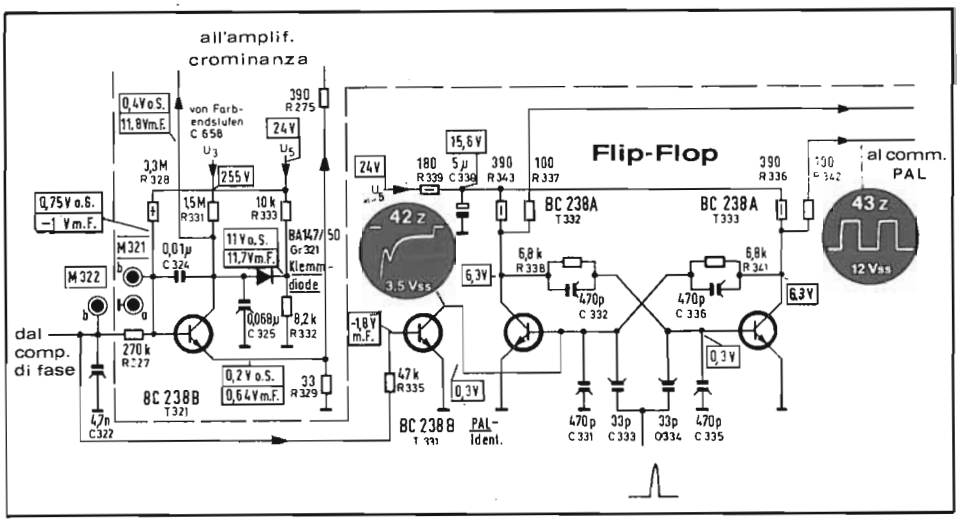


Fig. 8.36 - Killer-colore, identificatore PAL e flip-flop (Telefunken).

quindi, la saturazione di T 333. Questa situazione non può venir modificata dall'impulso di ritorno di riga, poichè esso renderebbe conduttore il transistor che è già saturato. Solo durante l'alternanza negativa dell'onda rettangolare di identificazione, T 331 viene interdetto, liberando così la base di T 332 il quale, all'arrivo del primo impulso di riga, può divenire conduttore.

Sempre in Fig. 8.36 è riportato lo schema del soppressore di colore (killer) che, come si è già detto, ha il compito di bloccare il canale di crominanza in assenza del burst, onde evitare che le componenti di frequenza più alta del segnale video possano produrre interferenze cromatiche, nel caso di ricezione in bianco e nero.

Il funzionamento del circuito è il seguente: l'onda rettangolare, in uscita dal comparatore di fase al punto comune delle due resistenze da 120 kohm, viene inviata alla base del transistor T 321. Il diodo base-emettitore stabilisce questa tensione al valore di soglia, cosicchè ne risulta un valore medio V_{BE} negativo. La capacità C 324, posta tra base e collettore, e la resistenza R 327 fanno lavorare il transistor come integratore di Miller a lunga costante di tempo, che mantiene praticamente fissa la tensione di collettore, eliminando del tutto l'ondulazione a metà frequenza di riga. Sul collettore viene così a formarsi una tensione di 11,8 V che polarizza la base del transistor pilota della linea di ritardo. Quando manca il burst (trasmissione in b/n o informazione di colore insufficiente e disturbata), il transistor T 321 viene saturato dalla debole corrente di base proveniente da R 328 e, quindi, la sua tensione di collettore scende a 0,4 V. In queste condizioni il transistor pilota della linea di ritardo non riceve corrente di base e perciò risulta interdetto.

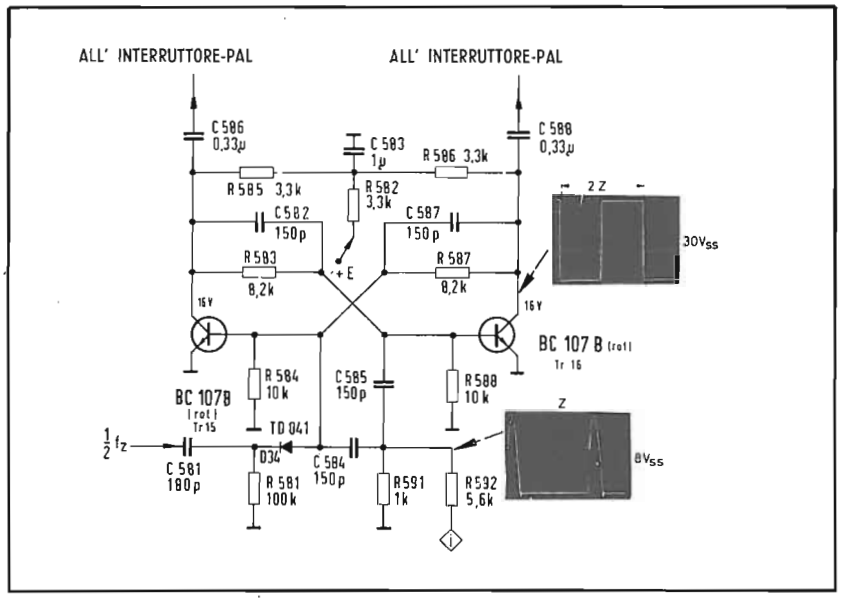


Fig. 8.37 - Flip-flop con sincronizzatore a metà frequenza di riga (Grundig).

A conclusione del paragrafo ricordiamo che in molti casi l'onda rettangolare, in uscita dal compratore, viene trasformata in sinusoidale per mezzo di un amplificatore selettivo il cui carico è rappresentato da un circuito risonante accordato a 7,5 kHz. Questo modo di operare assicura, in ogni condizione, un funzionamento insensibile ai disturbi, evitando la perdita di sincronizzazione del flip-flop e quindi l'errata riproduzione delle tinte. La tensione sinusoidale, presente solo nel caso di trasmissione di immagini a colori, viene quindi rettificata ed inviata a pilotare il killer.

In Fig. 8.37 è riportato lo schema elettrico di un flip-flop del tipo descritto, nel quale l'identificazione viene attuata inviando un'onda sinusoidale di frequenza $f_H/2$ e di fase appropriata, alla base di Tr 15 per mezzo del diodo Di 34. In questo modo, durante la semionda negativa, il diodo conduce costringendo Tr 15 all'interdizione. L'impulso di fly-back in arrivo va così ad interessare Tr 16 e solo il successivo è in grado di rovesciare la situazione, essendo ora la sinusoide positiva e quindi bloccata dal diodo.

8.10. - I circuiti integrati nella sezione di crominanza

Le diverse case costruttrici di elementi semiconduttori si sono dedicate, da qualche anno, allo sviluppo di circuiti integrati in grado di realizzare interi blocchi dello stadio di crominanza. Un esempio pratico di tale soluzione, nella quale

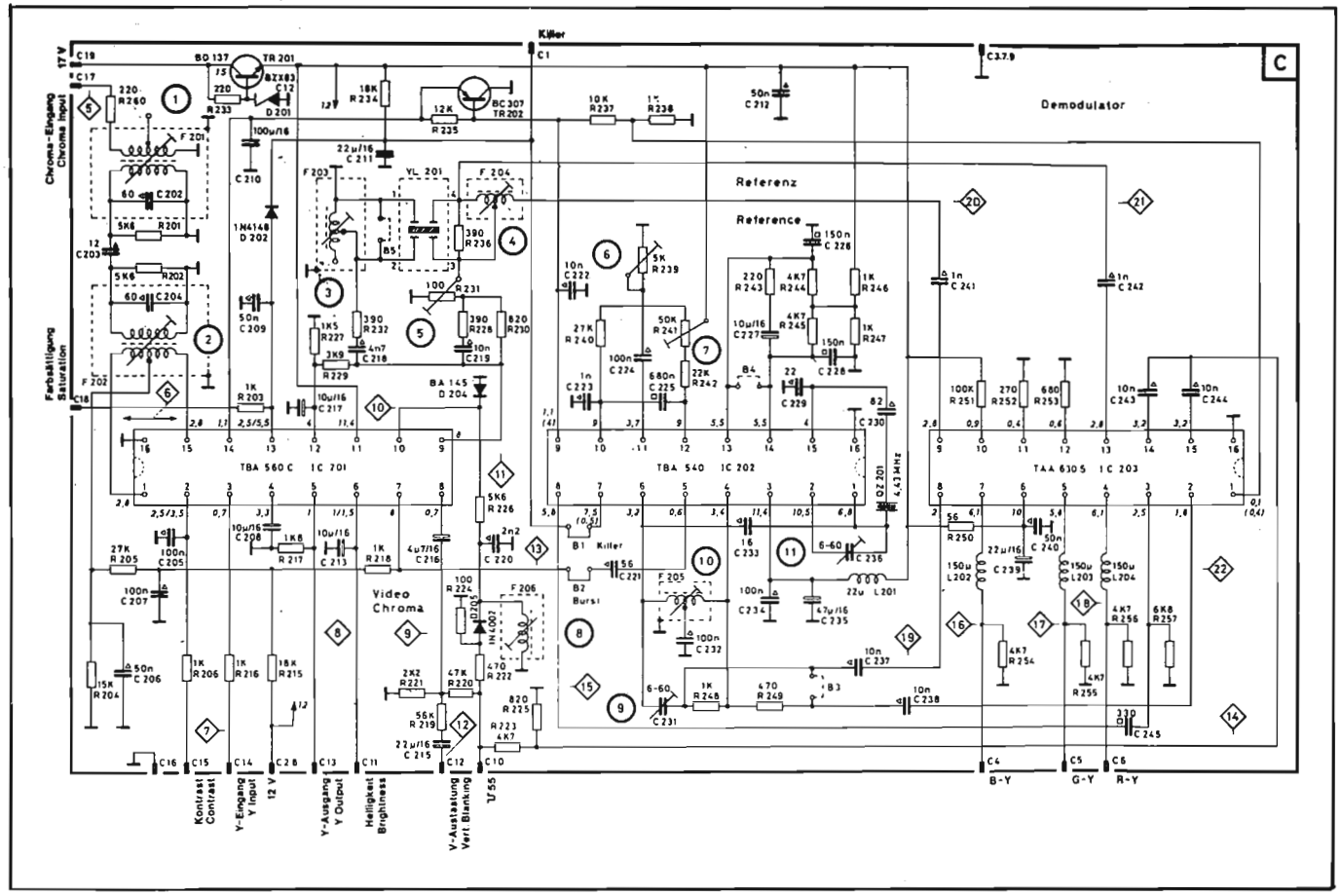


Fig. 8.38 - Sezione di crominanza a circuiti integrati (Philco).

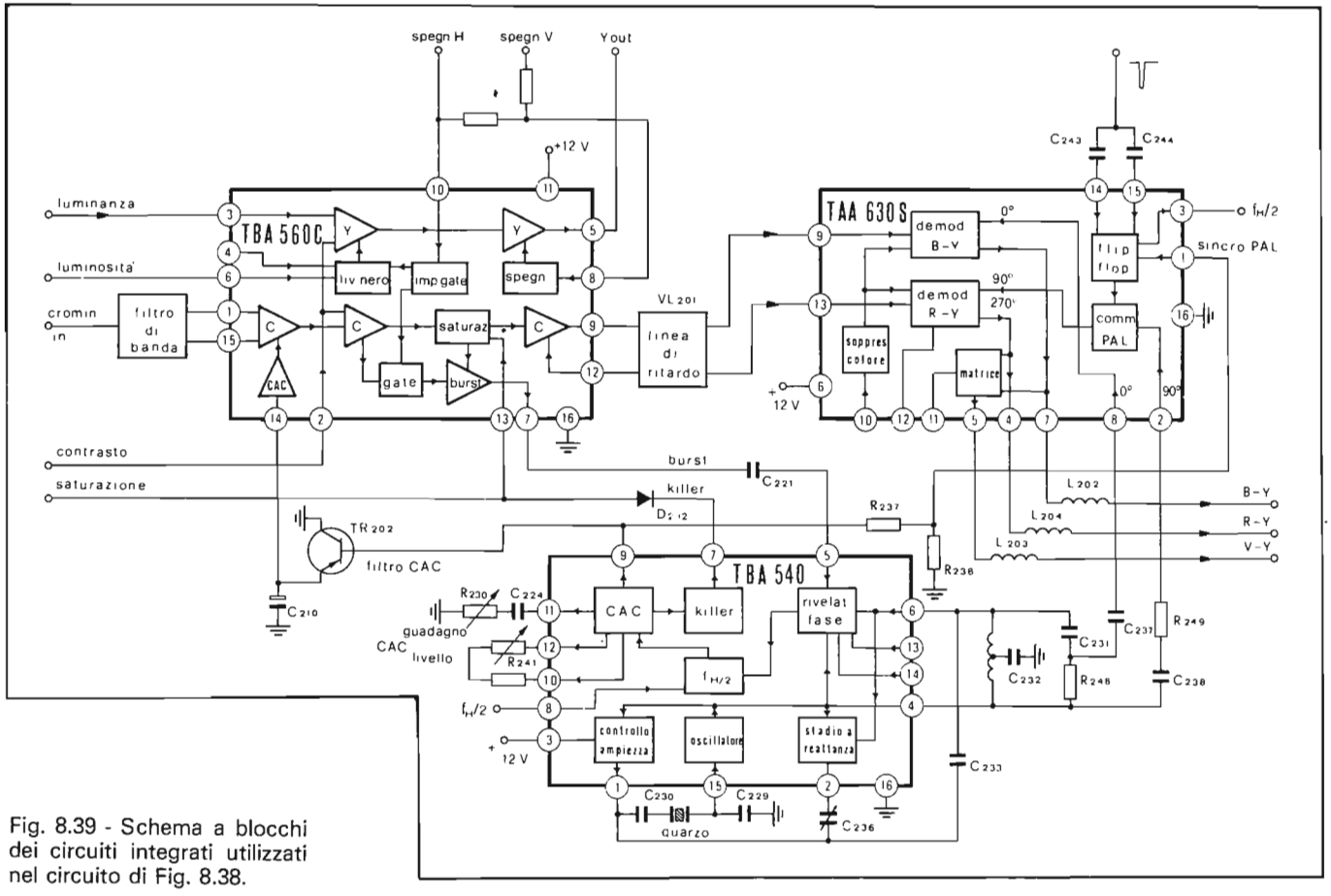


Fig. 8.39 - Schema a blocchi dei circuiti integrati utilizzati nel circuito di Fig. 8.38.

si fa uso dei circuiti integrati TBA 560 C, TBA 540 e TAA 630 S, è riportato in Fig. 8.38. Per una più facile lettura dello schema pratico, viene proposta, in Fig. 8.39, una rappresentazione semplificata ove vengono evidenziate, con dei blocchi, le funzioni esercitate dai diversi circuiti integrati. Del TBA 560 C si è già parlato al paragrafo 8.4.1 dei TBA 540, TAA 630 S e altri ancora, si parlerà nei paragrafi seguenti.

8.10.1. - Il TBA 540

Il TBA 540 è un circuito integrato monolitico che incorpora i seguenti stadi: un oscillatore a 4,43 MHz a quarzo, un circuito per il controllo automatico di ampiezza e fase e un rivelatore sincrono pilotato dall'onda quadra proveniente dal flip-flop (che genera i segnali per il controllo automatico di crominanza, per il killer-colore e per l'identificazione). L'uso della demodulazione sincrona per attuare le funzioni dette, garantisce un alto livello d'immunità ai disturbi.

Lo schema a blocchi del TBA 540, assieme a quella di impiego tipico, è riportato in Fig. 8.39. Il burst proveniente dal TBA 560 giunge, attraverso il piedino 5, al rivelatore di fase. Ivi ha luogo il confronto tra il burst ed il segnale dell'oscillatore a 4,43 MHz. La tensione di correzione è inviata allo stadio a reattanza che provvede a modificare la componente reattiva collegata al piedino 2. Il burst viene pure inviato ad un demodulatore sincrono, pilotato dall'oscillatore e dal segnale a $f_H/2$ in arrivo al piedino 8, per fornire un segnale di ampiezza proporzionale a quella del burst che andrà, successivamente, a comandare il killer ed il circuito di identificazione.

Quando l'identificazione non è corretta, il livello di tensione d'uscita al piedino 8 sale oltre i 4 V (valore presente in assenza di burst). Ciò produce il blocco del flip-flop interno al TBA 520 e così l'identificazione è possibile a partire dalla riga successiva.

Il segnale d'uscita dell'oscillatore al piedino 4 incontra un circuito risonante serie, formato dalla bobina bifilare, da R 248 e C 231, accordato su 4,43 MHz. Ciò garantisce un esatto sfasamento di 90° tra la tensione presente tra il piedino 4 e massa e quella fra il punto comune di R 248 - C 231 e massa. Queste due oscillazioni sono usate per il pilotaggio dei demodulatori sincroni.

8.10.2. - Il TAA 630

Il TAA 630 è un circuito integrato monolitico che contiene i demodulatori sincroni per l'estrazione dei segnali B - Y ed R - Y, una matrice per la ricostruzione del segnale V - Y, un flip-flop sincronizzato dalla tensione di identificazione, un commutatore PAL per la rotazione di fase ad ogni riga della portante inviata al demodulatore R - Y e un soppressore di colore.

Analizziamone il funzionamento facendo riferimento alla Fig. 8.39. I segnali

C_U e $\pm C_V$, provenienti dalla linea di ritardo che ne ha permesso la separazione, entrano dai piedini 9 e 13 del TAA 630 e giungono ai rispettivi demodulatori sincroni. Questi ricevono due segnali a 4,43 MHz con fase 0° e 90°/270°, il primo direttamente dal piedino 8, il secondo dal commutatore PAL.

Il guadagno dei due demodulatori è, rispettivamente, 12,5 e 7 così da compensare la riduzione che i segnali differenza di colore avevano subito in trasmissione. I due segnali rivelati sono così disponibili esternamente ai piedini 4 e 7 mentre, internamente, entrano nella matrice con peso 0,19 e 0,51 per produrre il segnale V-Y. Quest'ultimo, con la corretta ampiezza, è disponibile al piedino 5.

I residui di portante a 4,43 MHz, che si accompagnano ai tre segnali differenza di colore, sono ulteriormente attenuati mediante apposite bobinette (L 202-L 203-L 204).

8.10.3. - Il TBA 520

Il TBA 520 è una versione più evoluta del TAA 630 appena descritto. Infatti esso incorpora: due demodulatori sincroni attivi, il circuito per l'estrazione dei segnali R-Y e B-Y, una matrice per la produzione del segnale V-Y, un flip-flop, un circuito per l'identificazione ed il commutatore PAL.

In Fig. 8.40 è riportato lo schema a blocchi ed un tipico circuito d'impiego del TBA 520.

I segnali C_U e $\pm C_V$, in arrivo dalla linea di ritardo, giungono ai rispettivi amplificatori attraverso i piedini 9 e 13. Da questi essi vengono inviati ai demodulatori sincroni corrispondenti: il punto di funzionamento a riposo è prestabilito per mezzo dei potenziometri da 100 ohm, i cui cursori sono collegati ai piedini 6 e 12. Le uscite dei due demodulatori fanno capo ai piedini 7 e 4, mentre altre due uscite, di fase opposta, vengono connesse allo stadio matrice per la formazione del terzo segnale differenza di colore V-Y. La componente continua di questo stadio può essere modificata regolando il potenziale del piedino 11.

Al preciso funzionamento dei demodulatori sincroni provvedono i segnali a 4,43 MHz provenienti dal TBA 540, che, sfasati tra loro esattamente di 90° e iniettati nei piedini 8 e 2, prima di giungere ai due demodulatori subiscono una limitazione di ampiezza.

L'alternanza di fase del segnale a 4,43 MHz, necessaria per il corretto funzionamento del demodulatore R-Y, è ottenuta grazie al flip-flop integrato, pilotato dagli impulsi di sincronismo di riga applicati ai piedini 14-15 e sincronizzato dalla tensione di identificazione 1). L'identificatore risulta disattivato quando la tensione al terminale 1 è inferiore a 0,4 V; poichè in condizioni di identificazione corretta la tensione in uscita al piedino 9 del TBA 540 è al massimo di 4 V, si richiede un partitore che la attenui di circa 10 volte: tale funzione è esercitata

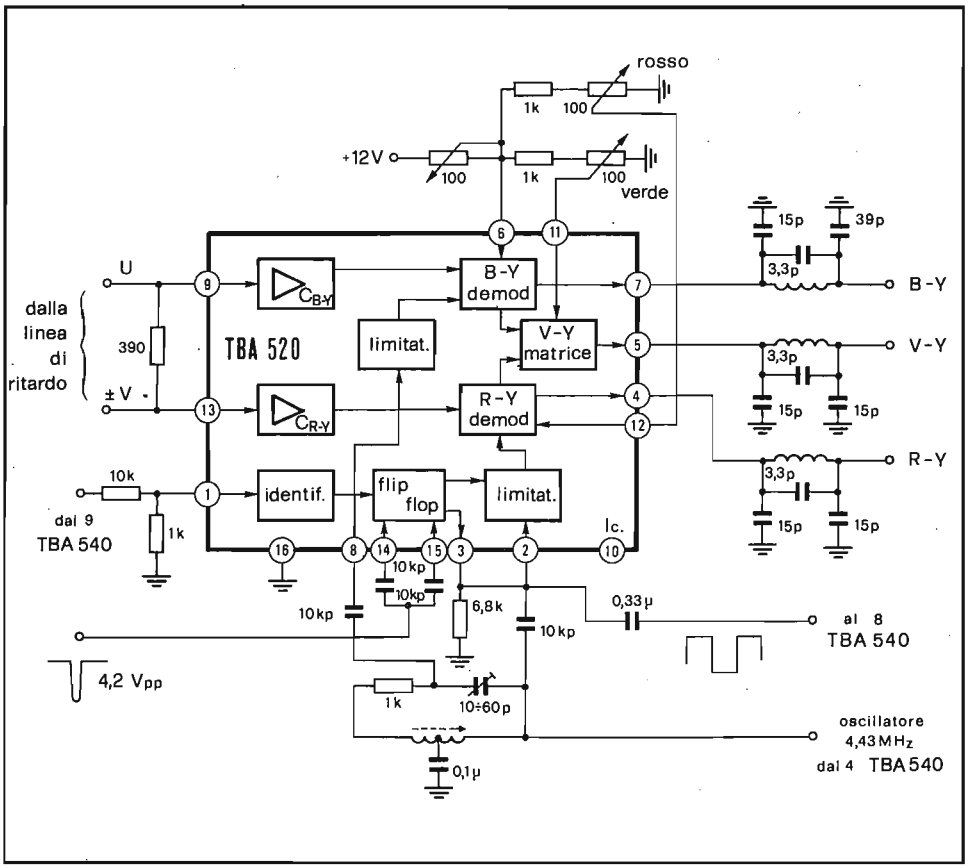


Fig. 8.40 - Schema a blocchi del TBA 520 e suo impiego nella sezione di crominanza (Nord Mende).

dalle due resistenze di 10 kohm e 1 kohm, che fanno capo al piedino 1.

Alle uscite 7, 5 e 4 sono connessi dei filtri allo scopo di sopprimere ogni residuo di sottoportante a 4,43 MHz che dovesse accompagnarsi ai segnali differenza di colore demodulati.

8.10.4. - Il TBA 990

Il TBA 990 è un circuito integrato monolitico al silicio che contiene due demodulatori sincroni attivi, preceduti da due amplificatori, uno stadio matrice per l'estrazione del segnale V-Y, un commutatore PAL pilotato da un flip-flop e uno stadio identificatore.

Come si può vedere dalla Fig. 8.41, la struttura a blocchi del TBA 990 non differisce da quella degli integrati appena descritti e pertanto la comprensione del circuito riportato in figura può essere facilitata facendo riferimento a quanto scritto nei paragrafi precedenti.

8.10.5. - Il TBA 530

Il TBA 530 è un circuito integrato monolitico al silicio contenente tre stadi matrice per la formazione dei segnali rosso, verde e blu a partire dai tre segnali differenza di colore e da quello di luminanza.

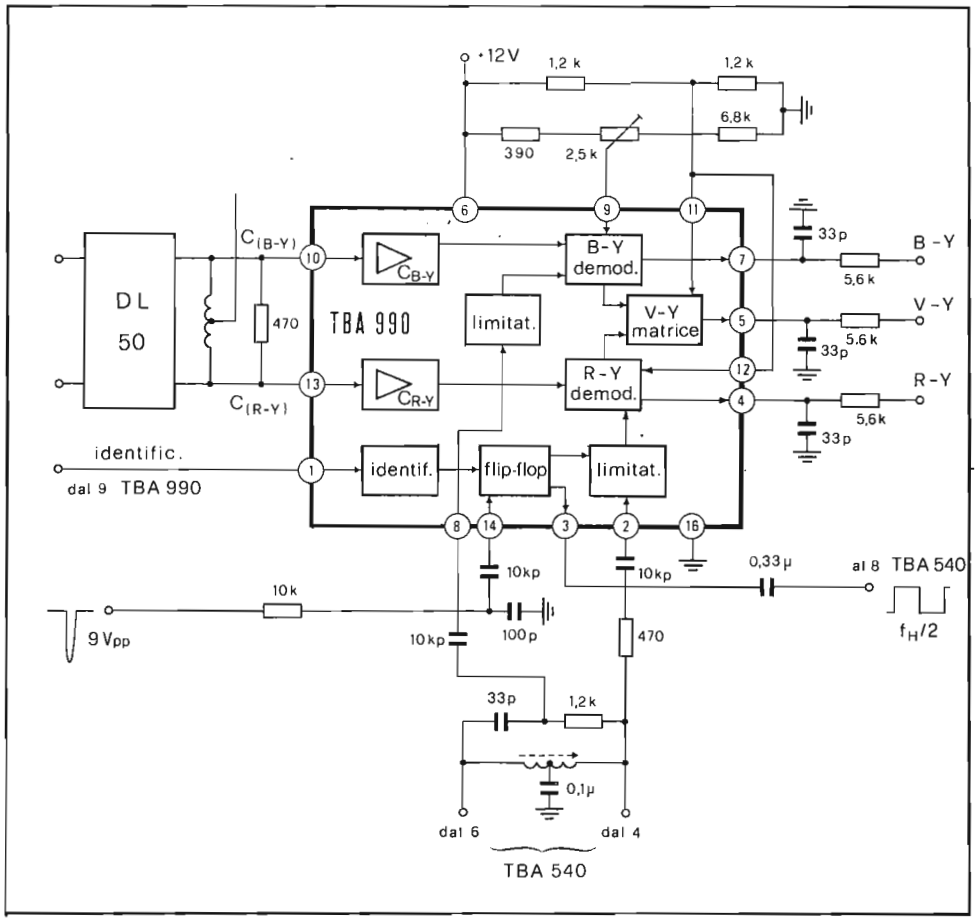


Fig. 8.41 - Schema a blocchi del TBA 990 e suo impiego nella sezione di crominanza (Loewe Opta).

Ciascuno stadio matrice è seguito da un amplificatore differenziale che permette una controreazione in continua per i segnali, al fine di fissare il guadagno ed il punto di funzionamento degli stadi finali di colore. Il livello del nero al collettore dei finali (in corrispondenza dell'interdizione del tubo tricromico) può essere regolato sul livello in continua dei tre segnali differenza di colore prodotti, ad esempio, entro il TBA 520. Il guadagno di ciascuno degli stadi d'uscita RVB può essere regolato per l'ottenimento del bianco standard, agendo sui potenziometri inseriti sul percorso di controreazione.

In Fig. 8.42 è riportato lo schema a blocchi ed un circuito di impiego tipico del TBA 530 nella sezione di crominanza di un televisore a colori.

I tre segnali differenza di colore vengono sommati al segnale di luminanza Y entro gli stadi matrice. All'uscita di questi ultimi sono disponibili le tensioni RVB che vanno a pilotare i finali e quindi i tre catodi (o le tre griglie) del cinescopio. Nell'attraversare i diversi stadi che compongono il canale di luminanza e quello di crominanza, i segnali Y e differenza di colore mantengono integra la

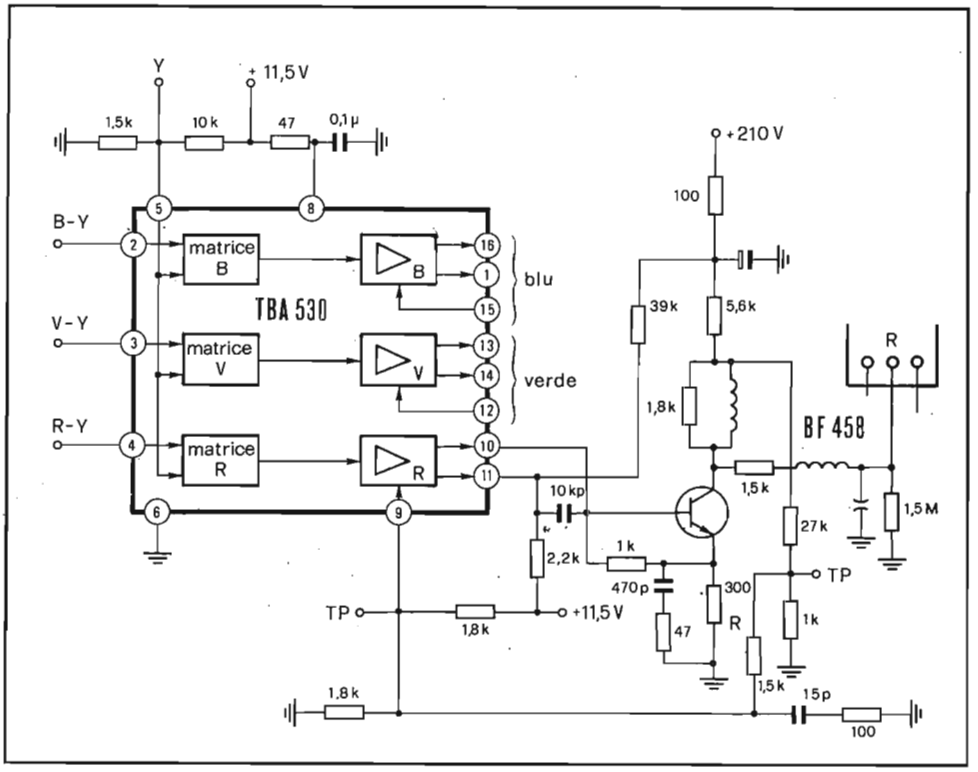


Fig. 8.42 - Schema a blocchi del TBA 530 e suo impiego nella sezione di crominanza (Nord Mende).

loro componente continua essendo tutti gli accoppiamenti diretti. Ciò significa che una eventuale variazione del punto di lavoro di uno qualunque di questi amplificatori può produrre degli errori inaccettabili nella riproduzione cromatica. Per questo motivo ogni circuito integrato che compone le catene di luminanza e crominanza è stabilizzato con forti controreazioni interne. Affinchè gli stadi finali video RVB siano stabili, nel TBA 530 sono predisposti tre amplificatori reazionabili, ad alto guadagno, uno per ogni colore. Dal collettore dello stadio finale video, attraverso il partitore 27 kohm - 1 kohm viene riportata in ingresso (piedino 9) una parte della tensione di collettore, realizzando con ciò una controreazione in continua ed in alternata.

Il punto di funzionamento dello stadio finale è determinato dal livello di tensione continua applicato al demodulatore sincrono corrispondente (ad esempio, per il TBA 520, le tensioni iniettate ai piedini 6, 11 e 12), regolabile tramite un potenziometro semifisso. Il circuito di figura è dimensionato in modo tale che, applicando all'ingresso Y (piedino 5) del TBA 530 una tensione continua di 1,5 V, per mezzo di un opportuno commutatore di servizio, quando il regolatore, che fa capo al piedino 12 del TBA 520, è correttamente regolato, la differenza di potenziale tra i due punti di prova (TP) è nulla. In queste condizioni, il ponte formato dalle resistenze 27 kohm - 1 kohm e 1,8 kohm - 1,8 kohm è in equilibrio: l'eventuale variazione della resistenza R (1,5 kohm), connessa tra due nodi opposti del ponte, modificherà solo l'entità della reazione in alternata. Questa possibilità è utilizzata negli altri due amplificatori finali di colore, relativi al verde ed al blu, che sono quasi identici a quello per il rosso, riportato per intero in figura, e ne differiscono solo per il fatto che per essi la R è variabile. Ciò permette di adeguare e adattare il guadagno delle catene del verde e del blu a quello del rosso, per compensare le inevitabili diverse sensibilità dei fosfori del cinescopio e ottenere così la scala dei grigi senza colori predominanti.

8.10.6. - Il TDA 2520

Il TDA 2520 è un circuito integrato monolitico al silicio che realizza le funzioni di: oscillatore a 8,8 MHz quarzato seguito da un divisore per la produzione di due segnali a 4,43 MHz sfasati esattamente di 90°, un rivelatore di fase del burst a coincidenza per migliorare il comportamento in presenza di rumore, uno stadio per la formazione della tensione di CAC e di riferimento di CAC, il killer-colore ed il rivelatore del segnale di identificazione, due demodulatori sincroni per l'estrazione dei segnali B - Y ed R - Y, uno stadio matrice per la formazione del segnale V - Y, tre stadi d'uscita a bassa impedenza (emitter-follower) compensati termicamente, un commutatore PAL, un flip-flop e delle capacità integrate nei demodulatori simmetrici per ridurre i residui a frequenza di 4,43 MHz alle uscite.

In Fig. 8.43 è riportato lo schema a blocchi ed un circuito d'impiego del TDA 2520.

Il segnale di burst, uscente dal piedino 8 del TDA 2510, giunge, attraverso un filtro sfasatore, al piedino 7 del TDA 2520. Questo filtro ha la funzione di correggere la fase del burst, e quindi dell'oscillatore, per la precisa demodulazione lungo gli assi R-Y e B-Y. Il segnale di crominanza, separato nelle sue due

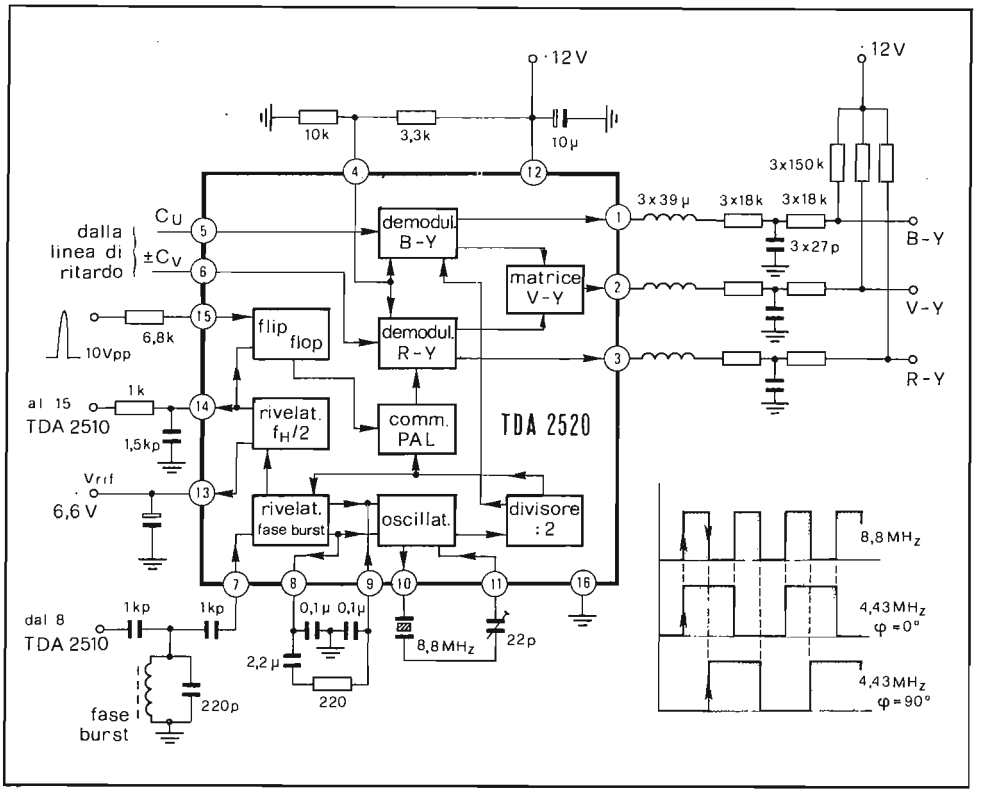


Fig. 8.43 - Schema a blocchi del TDA 2520 e suo impiego nella sezione di crominanza (Nord Mende).

componenti ±Cu e Cv per mezzo della linea di ritardo, giunge agli ingressi 5 e 6 dell'integrato. Qui esso incontra i due demodulatori sincroni le cui uscite fanno capo ai piedini 1-3 e, internamente, alla matrice per la formazione del segnale V-Y.

L'oscillatore di riferimento nel TDA 2520 opera a 8,8 MHz, cioè ad una frequenza doppia di quella della sottoportante cromatica. Questa tecnica permet-

te una semplice e precisa formazione di due segnali, esattamente sfasati di 90° tra loro, senza dover ricorrere ad alcuna rete sfasatrice. Come si nota dalla figura, il segnale a 8,8 MHz, squadrato, va a comandare due stadi divisori (:2) di frequenza, uno con il fronte di salita e l'altro con quello di discesa. I due segnali di 4,43 MHz così ottenuti sono traslati fra loro esattamente di un quarto di periodo (90°) e possono essere inviati ai due demodulatori sincroni. Per l'estrazione del segnale R-Y, la sottoportante a 4,43 MHz viene alternata di fase, riga per riga, per mezzo del commutatore PAL. Quest'ultimo è pilotato dal flip-flop che riceve gli impulsi di ritorno di riga al piedino 15 e viene sincronizzato dal segnale di identificazione prodotto entro il rivelatore $f_H/2$, collegato al comparatore di fase del burst.

La tensione continua di identificazione, presenta al piedino 14, che ha un valore legato all'ampiezza del burst ed a quello della tensione continua di riferimento disponibile al piedino 13, viene usata per il CAC e, a tal fine, inviata al piedino 15 del TDA 2510.

Per quanto riguarda i rimanenti blocchi, l'integrato non differisce sostanzialmente da quelli descritti nei paragrafi precedenti.

8.11. - Decodifica PAL-SECAM

In questi ultimi anni è sempre maggiore il numero di case costruttrici che predispongono i loro televisori alla ricezione sia di trasmissioni con sistema PAL che SECAM. Di recente, sono comparse sul mercato decodifiche PAL-SECAM che realizzano automaticamente la commutazione dei circuiti, onde adeguarli alle esigenze dei due standards.

Il passaggio automatico dal sistema PAL al SECAM è possibile grazie all'esistenza, in quest'ultimo, dei segnali di identificazione presenti durante i ritorni di riga e di quadro.

Come si è già detto nel terzo capitolo, per permettere l'identificazione dei segnali differenza di colore che vengono trasmessi in modo sequenziale, riga dopo riga, si ricorre all'inserimento di pacchetti di sottoportante sul piedistallo posteriore dell'impulso di sincronismo di riga e sulle 9 righe successive agli impulsi di sincronismo di quadro. Sulla riga contenente l'informazione del rosso (D_R) la frequenza della portante risulta di 4,406 MHz, mentre per quella del blu (D_B) la frequenza è di 4,25 MHz. Durante la soppressione di quadro, le portanti inserite alternativamente hanno frequenze di 4,75 MHz per la riga rossa e 3,9 MHz per quella blu.

Usando un circuito accordato su 3,9 MHz, si ha l'esaltazione del segnale di identificazione della riga blu rispetto a quello della riga rossa e si ottiene così l'identificazione di quadro. Facendo uso di un circuito accordato su 4,25 MHz, si esalta l'ampiezza del pacchetto di sottoportante blu e delle righe blu durante la soppressione di quadro: in questo caso si ha l'identificazione mista di riga e

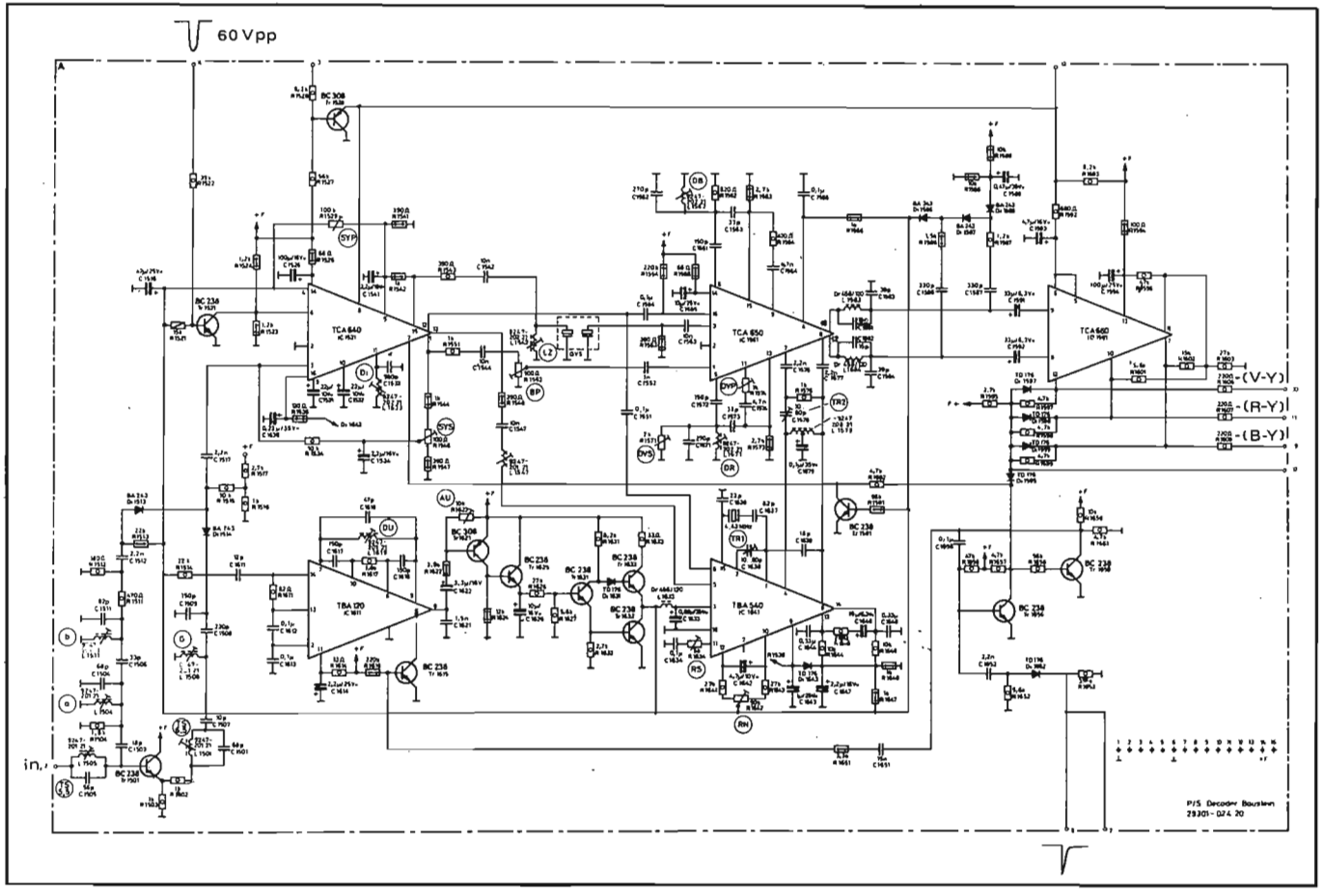


Fig. 8.44 - Schema elettrico della decodifica automatica PAL-SECAM (Grundig).

di quadro. In entrambi i casi ha luogo l'esaltazione dei segnali corrispondenti alla trasmissione delle righe blu.

8.11.1. - Commutazione automatica PAL, b/n - SECAM

Nel decodificatore PAL-SECAM di Fig. 8.44 il compito di effettuare la commutazione tra i due sistemi è affidato al circuito integrato TBA 120. Come noto*, questo circuito, usato come demodulatore FM nel canale audio dei televisori, contiene un amplificatore-limitatore e un rivelatore a coincidenza a doppia semionda, la cui frequenza centrale di funzionamento è determinata dalle caratteristiche della rete sfasatrice, formata dal circuito risonante connesso tra i piedini 7-9 e dalle capacità collegate tra i piedini 6-9 e 7-10. Nel circuito in esame interessa rivelare le righe blu durante la soppressione di quadro (sottoportante a 3,9 MHz): a tal fine la frequenza di accordo della rete sfasatrice è scelta in modo che a 3,9 MHz si abbia un'uscita massima negativa, al piedino 8, per questa frequenza. Il TBA 120 viene fatto funzionare solo durante il periodo di spegnimento verticale e per un intervallo di tempo prestabilito. A questo scopo gli impulsi negativi di rintraccia verticale giungono alla base di Tr 1656 e lo interdicono; tale transistor, assieme a Tr 1659, forma un multivibratore monostabile. L'intervallo di interdizione di Tr 1656 è determinato dalla costante di tempo della rete di accoppiamento tra il collettore di Tr 1659 e la base di Tr 1656 (C 1658 - R 1656). Gli impulsi rettangolari che si localizzano sul collettore di Tr 1659 vengono differenziati da C 1651 - R 1616 e vanno ad interdire il transistor Tr 1615. Esso, normalmente saturato, blocca il funzionamento dell'integrato TBA 120 e, solo nel primo periodo della rintraccia verticale, lo abilita al funzionamento come rivelatore FM. In questo modo, nel caso di ricezione SECAM, durante lo spegnimento verticale risultano presenti impulsi negativi all'uscita 8 del TBA 120. Questi impulsi sono in grado di saturare Tr 1621, che normalmente risulta interdetto e, quindi, produrre la forte conduzione di Tr 1625, il quale provvede così a caricare C 1626. La tensione positiva che si localizza su quest'ultimo è in grado di saturare Tr 1631 che satura, a sua volta, Tr 1632 e Tr 1633, costringendo la tensione d'uscita, presente al punto comune dei due transistors, a portarsi a 0,2 V circa. Poichè C 1626 si scarica su R 1626 in un tempo molto superiore a 20 ms, tale situazione persiste per l'intera durata di esplorazione di quadro.

Nel caso venga ricevuto un segnale in b/n o a colori PAL, mancando i segnali a 3,9 MHz durante le prime righe successive agli impulsi di spegnimento verticale, l'uscita del TBA 120 è praticamente nulla e, quindi, rimangono interdetti Tr 1621, Tr 1625, Tr 1631 e Tr 1632. Risulta invece saturo Tr 1633, grazie alla notevole corrente di base in arrivo da R 1631. La tensione di emettitore di questo transistor si porta così poco al di sotto della tensione positiva di alimentazione + F.

Riassumendo, al punto comune dei due transistors Tr 1632 e Tr 1633 è di-

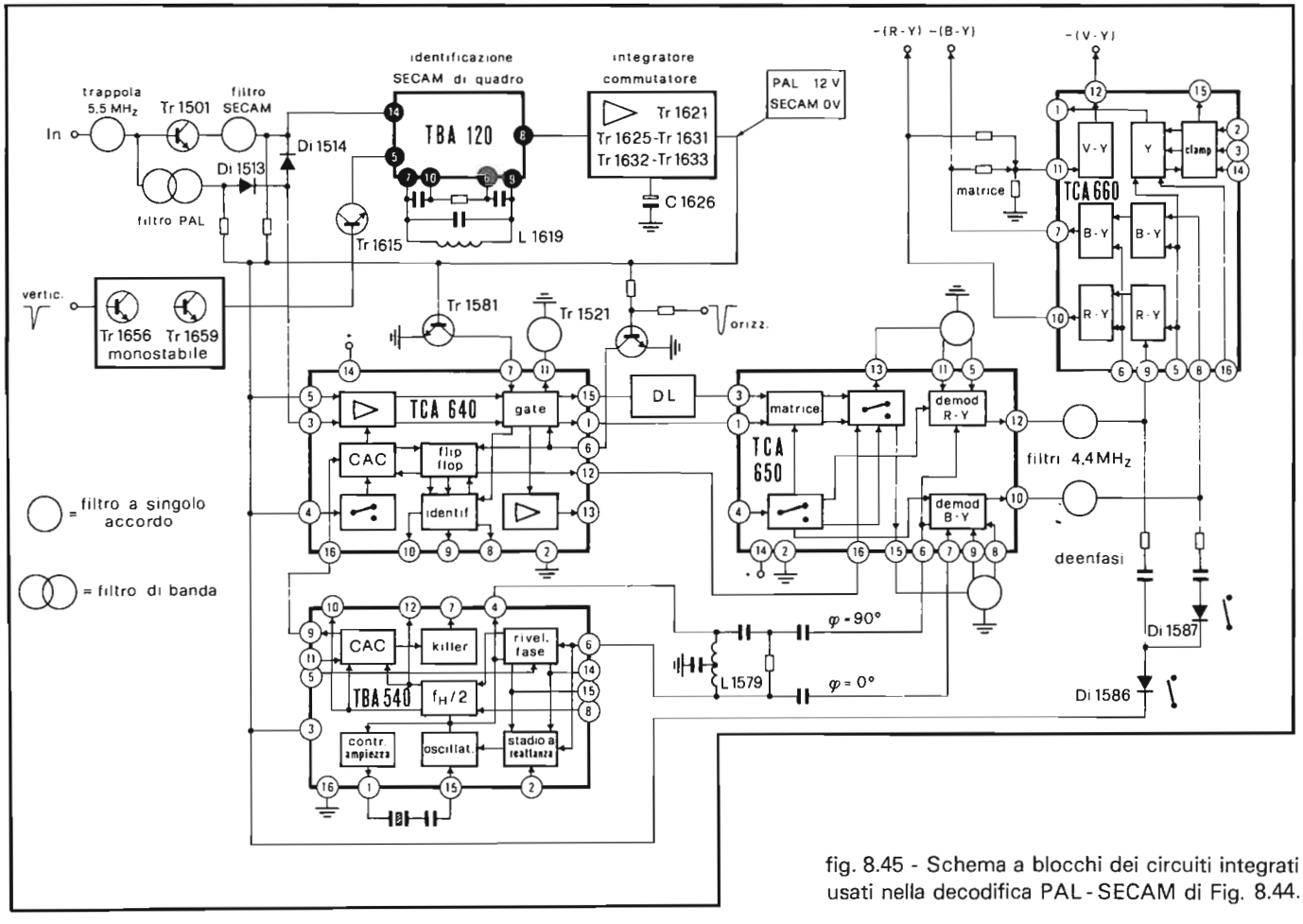


fig. 8.45 - Schema a blocchi dei circuiti integrati usati nella decodifica PAL - SECAM di Fig. 8.44.

sponibile una tensione di circa 0 V, durante la ricezione di segnali SECAM, e di circa 15 V (+ F), durante la ricezione di segnali PAL o b/n, che può essere usata per la commutazione automatica della decodifica.

In base dello schema a blocchi di Fig. 8.45 si può vedere quale sia l'effetto di tale tensione (che chiameremo brevemente tensione P/S) sul circuito di decodifica; precisamente essa agisce:

- sul filtro di ingresso (di banda o cloche),
- sul TCA 640 (piedini 4,6 e 7),
- sul TCA 650 (piedino 4),
- sul TBA 540 (alimentazione),
- sui circuiti di deenfasi R 1586 - C 1586 e R 1587 - C 1587.

Il segnale proveniente dal rivelatore video viene privato del residuo di segnale a 5,5 MHz per mezzo della trappola L 1505 - C 1505 e inviato all'ingresso 3 del circuito integrato TCA 640. Esso è costretto a passare attraverso il filtro di banda L 1504 - C 1504 - C 1506 - L 1511 - C 1511, nel caso di ricezione PAL (diodo Di 1513 conduttore - diodo Di 1514 interdetto), oppure attraverso il filtro cloche L 1508 - C 1508 - C 1509 (Di 1513 interdetto - Di 1514 conduttore). Il transistor Tr 1501 ha la funzione di separare le due vie per evitare interazioni tra i circuiti selettivi. Per un corretto rapporto tra le ampiezze dei segnali relativi ai due standards, per mezzo del partitore R 1511 ed R 1512 si introduce un'attenuazione al segnale PAL.

Il TCA 640 contiene, tra l'altro, l'amplificatore di crominanza che funziona come limitatore, fornendo un segnale d'uscita (piedini 1 e 15) di 2 Vpp, quando al piedino 4 la tensione è di 0 V (ricezione SECAM). Applicando invece una tensione di valore compreso tra 7 V e quello di alimentazione, l'amplificatore di crominanza funziona a guadagno regolabile, controllato dal circuito di CAC. Tra le uscite 1 e 15 (segnali uguali ma sfasati di 180°) e gli ingressi dei piedini 3 e 5 è attuata una controreazione in continua per mezzo di R 1542 ed R 1534. Il potenziometro R 1546 ha la funzione di bilanciare in continua le due uscite di crominanza e viene tarato per avere il livello di spegnimento di riga corrispondente allo 0 del segnale di crominanza. Al piedino 6 dell'integrato viene applicato un impulso positivo di fly-back di riga, formato da Tr 1521, che ha il compito di:

- separare il burst PAL o la sottoportante SECAM dai rispettivi segnali di crominanza, durante i ritorni di riga,
- eliminare il burst PAL o la sottoportante SECAM dalle uscite di crominanza,
- fornire l'impulso di comando al flip-flop interno.

Il segnale d'uscita del flip-flop (piedino 12) viene inviato al TCA 650 (piedino 16) per comandare il commutatore PAL o il permutatore SECAM. Nel primo

caso il segnale R-Y, di segno negativo, è ulteriormente sfasato in modo da presentare una fase costante all'uscita 13. Nel secondo caso, invece, le componenti D_R e D_B del segnale di crominanza vengono separate per mezzo della commutazione del segnale ritardato e di quello diretto.

Il segnale di burst presente al piedino 13 dell'integrato viene inviato al TBA 540 (piedino 5) dopo aver attraversato il circuito sfasatore L 1547-C 1547, regolato per una corretta fase della sottoportante generata dal TBA 540.

L'identificazione delle righe SECAM durante i ritorni di quadro è effettuata mediante l'impulso prelevato dal collettore di Tr 1656 (monostabile) e applicato al piedino 7 del TCA 640. Per mezzo del circuito risonante L 1533-C 1533, accordato a 3,9 MHz, che fa capo al piedino 11, vengono identificate le righe blu ed il segnale che ivi si forma va a sincronizzare il flip-flop interno.

Per ultimo ricordiamo la funzione di killer esercitata dall'integrato, TCA 640, la cui uscita è disponibile al piedino 8. Il segnale viene inviato ai piedini 5 e 6 del TCA 660, sui quali è già presente una tensione continua determinata dalla posizione del regolatore di saturazione.

Con il killer disattivato il guadagno dell'integrato è determinato da tale comando mentre, con il killer attivo, il guadagno va a zero, annullando i segnali di colore sulle uscite -(V-Y), -(R-Y) e -(B-Y).

Il killer è pilotato, in PAL dal valore della tensione di CAC presente sul piedino 16 del TCA 640: la soglia d'intervento è di circa 2-3 V.

In SECAM il killer è attivo quando manca l'identificazione, oppure quando lo sbilanciamento tra le uscite 9-10 dell'identificatore è insufficiente (minore di 50 mV).

I segnali di crominanza, disponibili ai piedini 1 e 15 del TCA 640, vengono inviati al TCA 650: uno attraverso la linea di ritardo GV 5 e l'altro direttamente, dopo aver subito un'attenuazione, ad opera di R 1552, di entità pari a quella introdotta dalla linea di ritardo. Per la correzione dello sfasamento tra i segnali diretto e ritardato, importantissima nel sistema PAL, si ricorre alla regolazione di L 1542 posta all'ingresso della linea di ritardo. I due segnali giungono così ai piedini 1 e 3 del TCA 650 che fanno capo, internamente alla matrice. Quest'ultima opera come tale nel sistema PAL, fornendo i segnali $\pm C_V$ e C_U contemporaneamente con il noto metodo della somma e differenza, mentre in SECAM funziona da amplificatore-limitatore, il cambio di funzione essendo effettuato per mezzo della tensione P/S applicata al piedino 4.

Dalla matrice i segnali giungono al commutatore che, in PAL, agisce solo sulla componente $\pm C_V$, invertendola di fase una riga sì e una no, mediante l'onda quadra prodotta dal flip-flop e applicata al piedino 16; in SECAM il commutatore, pilotato sempre dal flip-flop, agisce su ambedue i segnali fornendo D_R all'uscita 13 e D_B alla 15, contemporaneamente.

Per la demodulazione dei segnali cromatici si ricorre, nel sistema PAL, alla rivelazione sincrona attuata per mezzo di due segnali a frequenza di 4,43 MHz,

sfasati di 90°, applicati ai piedini 6 e 7 del TCA 650. Come al solito, lo sfasamento di 90° è ottenuto inviando il segnale a 4,43 MHz, prodotto all'interno dell'integrato TBA 540 (del quale si è già parlato nei precedenti paragrafi), entro un circuito risonante serie (L 1579 - C 1578 - R 1576), accordato sulla frequenza della sottoportante cromatica PAL. In queste condizioni le reti di sfasamento, che fanno capo ai piedini 8-9-15 e 5-11-13, vengono escluse per effetto della tensione di commutazione P/S applicata al piedino 4. In SECAM tali reti sono collegate ai rivelatori sincroni PAL, che ora funzionano come demodulatori FM a coincidenza secondo il noto principio*.

La pendenza delle curve di risposta ad "esse" di uno dei demodulatori, ovvero l'ampiezza del segnale B - Y rispetto a R - Y (presenti rispettivamente alle uscite 10 e 12), è regolabile per mezzo della resistenza di smorzamento R 1571.

I segnali differenza di colore vengono quindi filtrati dai circuiti risonanti parallelo L 1583 - C 1581 e L 1584 - C 1584 e inviati agli ingressi 8 e 9 del TCA 660. Nel caso SECAM, in particolare, essi subiscono una deaccentuazione (per compensare l'operazione di preenfasi attuata in trasmissione) grazie a C 1586 - C 1587, che sono collegati a massa pe i segnali, tramite C 1588, da Di 1586, Di 1587 e Di 1588.

I segnali differenza di colore, entro il TCA 660, vengono amplificati di circa 2 volte ed escono ai piedini 10 (R - Y) e 7 (B - Y). Il guadagno di entrambi gli amplificatori è comunque regolabile per mezzo della tensione continua presente ai piedini 5 e 6 (saturazione e killer-colore). I segnali R - Y e B - Y vengono quindi sommati secondo frazioni determinate dalle resistenze R 1601 - R 1602 - R 1603, per formare il segnale V - Y, che è così disponibile al piedino 12. Ai tre segnali differenza di colore sono quindi aggiunti gli impulsi di spegnimento verticale, prelevati dal collettore di Tr 1656 per mezzo di Di 1595.

C'è infine da osservare che il TCA 660 contiene pure uno stadio amplificatore Y, a guadagno regolabile, con circuito di clamp a livello variabile (luminosità) e possibilità di spegnimento di riga e di quadro, che solitamente viene usato come canale Y, a basso livello, ricevendo il segnale dal rivelatore video attraverso la linea di ritardo Y.

Non è il caso, questo, del circuito descritto, nel quale la decodifica sostituisce solo il modulo di crominanza, essendo quello di luminanza separato da esso.

CAPITOLO NONO

Le sezioni sincronismi e deflessione

9.1. - Introduzione

Nel televisore a colori, i circuiti preposti alla elaborazione dei sincronismi, nonché quelli cui sono affidati i compiti di produrre le correnti di deflessione, non sono sostanzialmente diversi dai corrispondenti usati nei ricevitori in bianco e nero.

Lo schema a blocchi delle sezioni trattate nel presente capitolo è riportato in Fig. 9.1.

Il segnale video composito, proveniente dal rivelatore video, viene inoltrato allo stadio separatore di sincronismi, che provvede a tagliarlo ad un livello compreso tra quelli del nero (75%) e del sincronismo (100%). Gli impulsi presenti all'uscita sono amplificati e ulteriormente squadrati da uno stadio separatore che viene fatto lavorare tra l'interdizione e la saturazione. A volte questo stadio opera come circuito antidisturbo, nel senso che esso viene inibito qualora al segnale si accompagnino disturbi di intensità tali da interessare l'intervallo di separazione.

Gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, separati tra di loro per mezzo delle reti differenziatrice e integratrice, vanno a sincronizzare i rispettivi oscillatori. L'oscillatore verticale viene sincronizzato direttamente per mezzo di impulsi che anticipano la commutazione dell'oscillatore: ciò è possibile solo nel caso che la frequenza di libera oscillazione risulti di poco inferiore a 50 Hz.

Gli impulsi di sincronismo orizzontale vengono invece confrontati con quelli di fly-back, provenienti dal trasformatore di riga, entro lo stadio comparatore di fase. La tensione continua, proporzionale all'entità dell'errore di frequenza, ovvero a quella dello sfasamento reciproco, viene utilizzata per pilotare uno stadio a reattanza che corregge la frequenza di funzionamento dell'oscillatore

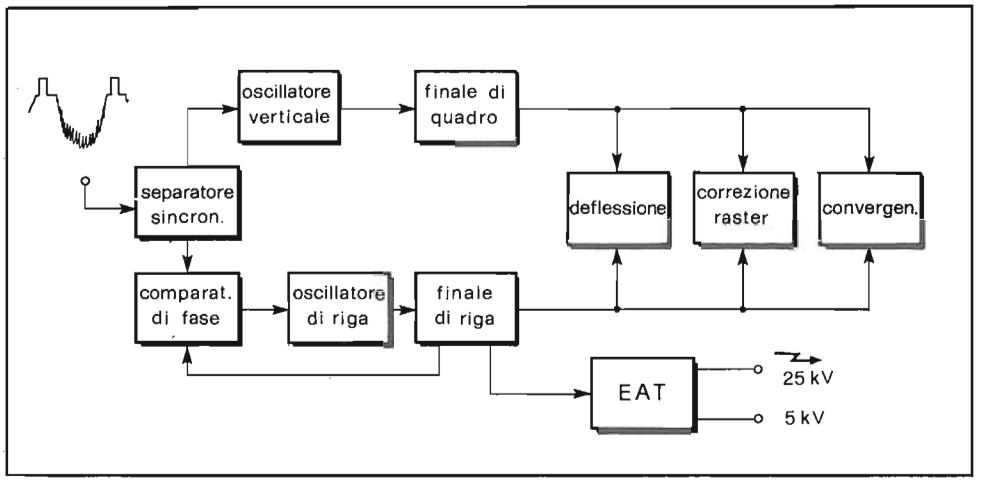


Fig. 9.1 - Schema a blocchi delle sezioni di deflessione orizzontale e verticale del ricevitore a colori.

di riga. Quest'ultimo, nella versione a componenti discreti, si presenta come un oscillatore Colpitts o Hartley, quindi sinusoidale, che offre la massima garanzia in termini di stabilità di frequenza.

L'oscillatore verticale a componenti discreti fa uso, in generale, di un multivibratore asimmetrico* a due transistors della stessa polarità, o di un UJT* o di un PUT* o, ancora, di una coppia di transistors, di polarità opposte, connessi come PUT. In ogni caso si richiede una notevole stabilità di funzionamento e una limitata incertezza di sincronizzazione.

I segnali d'uscita dei due oscillatori vengono inviati agli stadi finali di riga e di quadro, che provvedono a fornire le correnti di deflessione richieste, nonché quelle necessarie per garantire la convergenza dinamica dei tre fascetti e la correzione del raster.

Lo stadio finale di riga deve provvedere pure alla produzione della EAT e della tensione di focalizzazione.

Già nei ricevitori prodotti da oltre 5 anni, buona parte dei circuiti richiamati risultano essere contenuti entro uno o più circuiti integrati; in quelli di più recente produzione vengono esclusi dall'integrazione, praticamente, solo gli stadi di potenza.

In questo capitolo vengono analizzate in dettaglio solamente quelle soluzioni circuitali che sono tipiche dei ricevitori a colori e quelle più recenti che, sviluppate per semplificare e migliorare le prestazioni della circuitistica usata nei ricevitori a colori, sono state in alcuni casi adottate anche in quelli monocromatici.

9.2. - Lo stadio di deflessione verticale

In Fig. 9.2 è riportato lo schema del modulo verticale di un moderno ricevitore televisivo a colori che comprende: il formatore di impulsi di sincronizzazione (TM 01), l'oscillatore verticale (TM 02 - TM 03), il separatore (TM 04), l'amplificatore (TM 05), il driver (TM 06) ed i finali (TM 09 - TM 07 e TM 08).

Facendo riferimento alla Fig. 9.3, che riporta lo schema semplificato, descriviamone il funzionamento.

Il segnale di sincronismo verticale positivo giunge alla base di TM 01 che lo squadra e lo inverte di fase. Dal collettore, esso perviene quindi alla base di TM 02 che, assieme a TM 03, forma un circuito a scatto (funzionamento identico a quello di un transistor unigiunzione programmabile*). All'arrivo dell'impulso negativo, si ha la forte conduzione di TM 02 (p-n-p), quindi l'innalzamento della V_{BE} di TM 03 e, perciò, la saturazione di quest'ultimo. La forte corrente che attraversa TM 02 e TM 03 è sufficiente a scaricare il condensatore C (serie CM 20 - CM 22). L'abbassamento della tensione di quest'ultimo, al di sotto del valore di quella di base di TM 02, produce l'interdizione dei due transistors. C inizia ora a caricarsi per mezzo di R (RM 17 - RM 18) con legge esponenziale. Al successivo impulso di sincronismo o, non appena la tensione su C e, quindi, quella di emettitore di TM 02 supera di 0,6 V la tensione di base dello stesso transistor (prestabilita dalla posizione del cursore di RM 10), si ha nuovamente la conduzione della coppia TM 02 - TM 03 e, perciò, la scarica di C. Viene così a formarsi una tensione a dente di sega che, amplificata da TM 04 (emitter - fol-

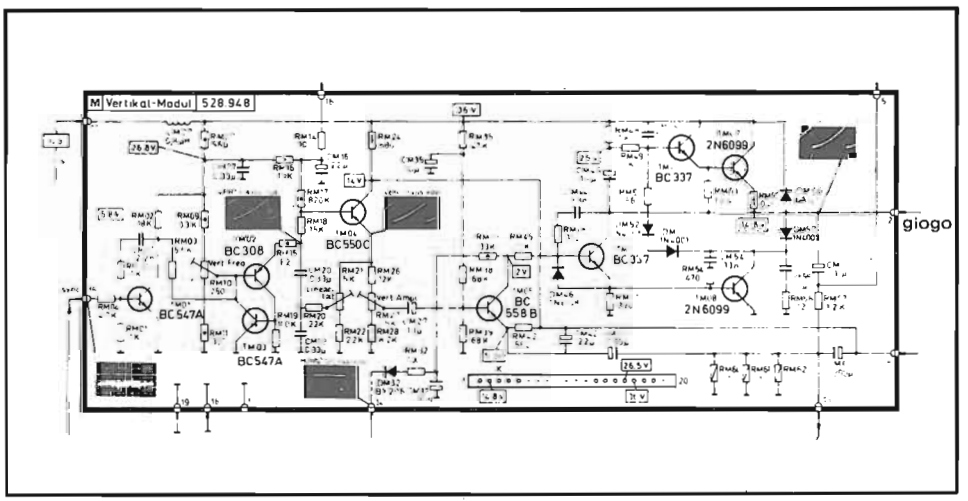


Fig. 9.2 - Schema elettrico di un circuito di deflessione verticale a componenti discreti (Nord Mende).

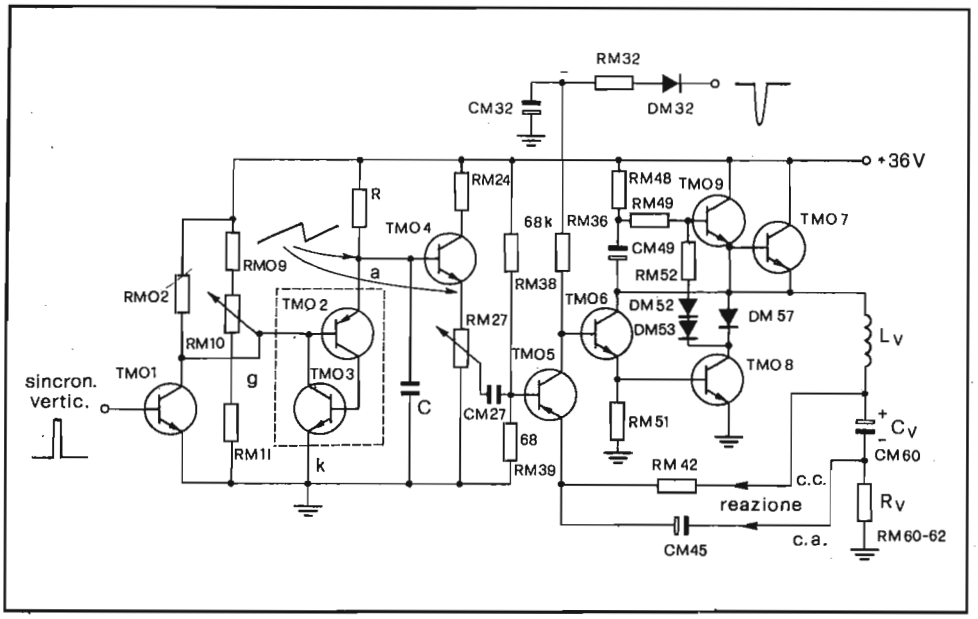


Fig. 9.3 - Schema elettrico semplificato del circuito di deflessione verticale di Fig. 9.2.

lower), è trasferita, per mezzo del potenziometro d'ampiezza RM 27, al transistor TM 05. Esso fornisce una forte amplificazione grazie agli alti valori della resistenza di carico RM 36 e della tensione di alimentazione (-100 V), ottenuta rettificando gli impulsi negativi di fly-back di riga per mezzo di DM 32. Il segnale viene quindi inviato alla base di TM 06, che opera come emitter - follower per il finale TM 08. La corrente di collettore di quest'ultimo va al carico solo durante la semionda positiva del segnale applicato al suo ingresso, giacché ora il diodo DM 57 conduce e collega il carico al collettore di TM 08. Durante la semionda positiva, la tensione di collettore sale, il diodo è interdetto e la corrente circola attraverso RM 48 - RM 49 - RM 52 - DM 52 - DM 53, andando a pilotare la base di TM 09 e, quindi, TM 07: i due essendo disposti in connessione Darlington.

Il carico, costituito dalla serie delle bobine verticali del giogo Lv, dal condensatore Cv e dalla resistenza Rv, risulta così attraversato dalla corrente proveniente dall'emettitore di TM 07. Durante l'intervallo di rintraccia TM 08 viene interdetto. In questa fase, grazie al basso valore di resistenza inserita fra alimentazione e base di TM 09, circola una forte corrente in TM 09 e TM 07, sufficiente a saturarli; l'energia magnetica accumulata durante l'andata entro l'induttanza del giogo è così, in parte, dissipata dai due transistors e la rimanente riversata nell'alimentatore per mezzo del diodo DM 56.

Nel circuito sono presenti alcune reazioni, che hanno lo scopo di migliorare le prestazioni. Per stabilizzare il punto di lavoro dei transistors finali, si attua una controreazione in continua realizzata per mezzo del collegamento tra le bobine verticali del giogo e l'emettitore di TM 05, il quale ha la base a potenziale fisso di circa 12 V, determinato dal partitore RM 35 - RM 38 - RM 39. Se, per un motivo qualunque, la tensione continua su Lv dovesse variare, supponiamo crescere, allora tale aumento farebbe salire il potenziale di emettitore di TM 05, quindi crescerebbero sia la corrente di collettore che il potenziale dello stesso, riferito a massa. Questo aumento, trasferito da TM 06 alla base di TM 08, produrrebbe una diminuzione della tensione di uscita come richiesto per compensare la variazione ipotizzata.

Per linearizzare il funzionamento dell'amplificatore, è usata una forte controreazione in alternata, che riporta, sull'emettitore di TM 05, la tensione a dente di sega, prodotta dalla circolazione della corrente di deflessione entro il parallelo delle tre resistenze RM 60 - RM 61 - RM 62. In questo modo una qualunque modificazione delle caratteristiche degli elementi attivi, che formano lo stadio finale, non produce alcuna variazione sull'ampiezza della corrente di deflessione e, quindi, sull'altezza dell'immagine.

Allo scopo di migliorare la risposta dinamica dei transistors TM 09 - TM 07 è stata introdotta una reazione positiva tra l'uscita e la base di TM 09 per mezzo del condensatore *bootstrap* CM 49. Quest'ultimo, sommando alla base del transistor la tensione d'uscita a quella di alimentazione, permette una più ampia escursione del punto di funzionamento del finale TM 09 - TM 07.

La regolazione di linearità è ottenuta iniettando una corrente di andamento parabolico, prodotta per integrazione (CM 22 - RM 20) della tensione a dente di sega disponibile sul potenziometro RM 21, nel gruppo CM 20 - CM 22 che forma il condensatore di carica dell'oscillatore verticale (C).

9.2.1. - Lo stadio di deflessione verticale a circuiti integrati. Il TDA 1270

Anche la sezione di deflessione verticale può essere realizzata facendo ricorso a circuiti integrati. Da alcuni anni sono utilizzati circuiti che comprendono le funzioni di oscillatore verticale, generatore a dente di sega e pilota.

La disponibilità di circuiti amplificatori di potenza di BF integrati ha permesso, successivamente, l'integrazione dello stadio finale di deflessione verticale: ciò per la stretta analogia esistente, in termini di prestazioni e caratteristiche, tra questi due circuiti.

Più di recente si sono introdotte soluzioni che contengono, integrate su un'unica piastina di silicio, le diverse funzioni richieste dalla sezione di deflessione verticale, compreso lo stadio finale. Per contenere la dissipazione di tale stadio, sono stati sviluppati dei circuiti, operanti in *classe D,* nei quali la corren-

te di deflessione di quadro è ottenuta per integrazione di impulsi di corrente, modulati in durata, prodotti da transistors che funzionano come interruttori a bassissima dissipazione.

La soluzione più recente, denominata *SSVD (Sinchronous Switched Vertical Deflection)*, fa uso di un nuovo circuito nel quale una parte dell'energia disponibile nello stadio di deflessione di riga, durante i ritorni, viene usata per mezzo di tiristori per produrre la richiesta corrente a dente di sega. Con questa soluzione è possibile ridurre il consumo del ricevitore giacché la potenza ora richiesta per ottenere la deflessione verticale e la correzione E-O, è di circa 8 W, contro i 20-30 W necessari nei circuiti convenzionali. La descrizione della soluzione *SSDV* verrà fatta nel capitolo decimo giacché essa coinvolge argomenti che sono sviluppati in tale capitolo.

In Fig. 9.4 è riportato lo schema elettrico di uno stadio di deflessione verticale che fa uso del circuito integrato TDA 1270 (oscillatore e pilota), di uno stadio finale e del generatore dell'impulso di spegnimento.

Il TDA 1270 è stato progettato espressamente per il pilotaggio di stadi di po-

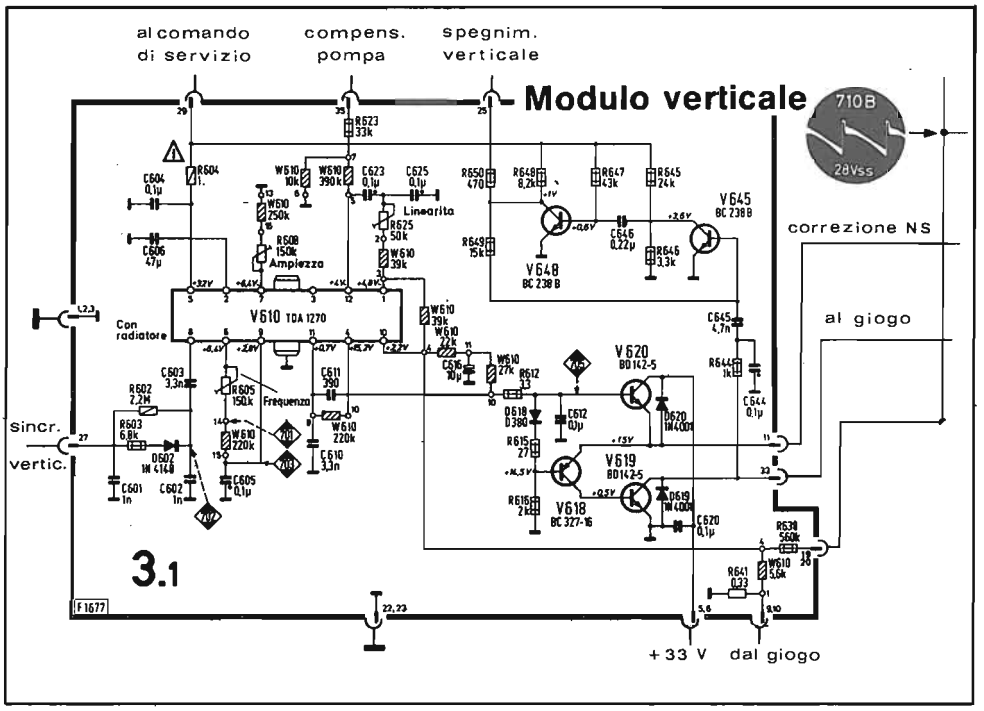


Fig. 9.4 - Schema elettrico di un circuito di deflessione verticale a circuito integrato (Blaupunkt).

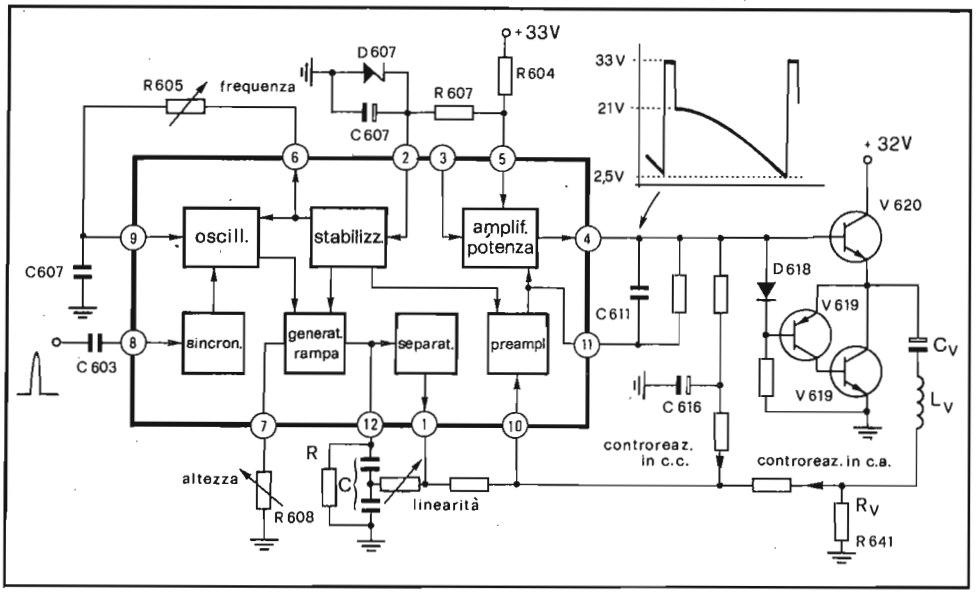


Fig. 9.5 - Schema a blocchi e circuito di impiego del TDA 1270 nella sezione di deflessione verticale (Blaupunkt).

tenza a simmetria complementare o del tipo single-ended, qualora il suo impiego si riferisca a ricevitori a colori. Infatti la corrente massima erogabile è di 2 App, sufficiente per ottenere la completa deflessione solo nel caso di televisori in bianco e nero a piccolo schermo (12-17").

Nello schema a blocchi riportato in Fig. 9.5, notiamo la presenza di un oscillatore la cui frequenza è determinata dalla costante di tempo del circuito collegato tra i piedini 9 e 6. Il circuito è molto stabile: infatti esso presenta una deriva di soli 0,01 Hz/°C. La sincronizzazione avviene tramite un impulso di breve durata, che può avere polarità positiva o negativa, applicato al piedino 8. Il generatore di tensione a dente di sega è costituito da una sorgente di corrente costante, che carica il condensatore C posto tra il piedino 12 e massa, e da un transistor che provvede alla scarica con un ritmo imposto dalla frequenza di funzionamento dell'oscillatore. Lo stadio separatore, posto all'uscita del generatore di rampa, evita accoppiamenti indesiderati con il resto del circuito. Il segnale a denta di sega viene quindi inviato al preamplificatore e da questo allo stadio di potenza. Nel caso in esame, quest'ultimo è utilizzato come pilota dello stadio finale che è realizzato con componenti discreti. Per stabilizzare il funzionamento dell'integrato, viene attuata una controreazione in continua tra l'uscita 4 e l'ingresso 10.

La corrente d'uscita dell'integrato (piedino 4) è inviata, direttamente, alla

base del transistor finale V 620 e, attraverso la rete formata dal diodo D 618 e dal transistor invertitore V 618, alla base dell'altro finale V 619. Durante la semionda positiva del segnale di pilotaggio, V 620 conduce mentre V 618 e V 619 risultano interdetti. Nella semionda negativa V 620 risulta interdetto mentre divengono sempre più conduttori V 618 e V 619. Alla fine della scansione si presenta un impulso positivo che raggiunge bruscamente un valore di 33 V e ciò produce la rapida interdizione della coppia V 618-V 619 e la saturazione di V 620. L'energia accumulata nel giogo viene così scaricata, durante la ritraccia, nel condensatore di filtro dell'alimentatore, attraverso il transistor (nella prima parte) e il diodo D 620 (nella seconda).

Per formare l'impulso di spegnimento di quadro che, nel caso in esame è inviato al circuito integrato MC 1327 (demodulatore R-Y, B-Y, matrice e formatore segnali RVB), viene fatto uso del multivibratore monostabile V 648-V 645 pilotato dagli impulsi positivi di ritorno di quadro presenti all'uscita dei finali. La durata dell'impulso di spegnimento, positivo di 17 Vpp, è determinata essenzialmente dalla costante di tempo C 646 · R 647 (circa 8 ms) della rete di accoppiamento tra i due transistors.

9.2.2. - Lo stadio di deflessione verticale in classe D. Il TDA 2600

Per ridurre la potenza dissipata nello stadio finale di quadro, sono stati di recente sviluppati dei circuiti integrati che utilizzano transistors di potenza operanti come interruttori, quindi a bassa dissipazione *(classe D)*. La corrente a dente di sega, necessaria per la deflessione, è così ottenuta per integrazione di una serie di impulsi di corrente, di ampiezza costante, modulati in durata. Nel circuito di Fig. 9.6 la frequenza di ripetizione degli impulsi è di 150 kHz; la ricostruzione della corrente a dente di sega di 50 Hz è affidata ad un filtro passa - basso, che attenua notevolmente tutte le armoniche indesiderate e applica la corrente di deflessione alle bobine del giogo nel modo usuale.

Il circuito integrato che equipaggia lo stadio di Fig. 9.6 è il TDA 2600. Esso contiene: un generatore di dente di sega (nel quale sono separate le funzioni di oscillatore di quadro e generatore di rampa, per rendere indipendenti i controlli di frequenza, ampiezza e linearità), un circuito di sincronizzazione che accetta impulsi negativi, un preamplificatore, uno stadio modulatore, che riceve il segnale da modulare da un generatore d'onda triangolare, ed infine lo stadio di potenza.

. La frequenza dell'oscillatore di quadro è determinata dalla costante di tempo del gruppo connesso tra il piedino 12 e massa, nonché dal valore di tensione continua presente al piedino 11, variabile per mezzo del potenziometro di 470 ohm collegato alla linea di alimentazione, che stabilisce il livello di commutazione dell'oscillatore.

Gli effetti negativi sulla linearità, dovuti alla limitata tensione di carica del condensatore dell'oscillatore e dell'accoppiamento indiretto tra l'uscita dello

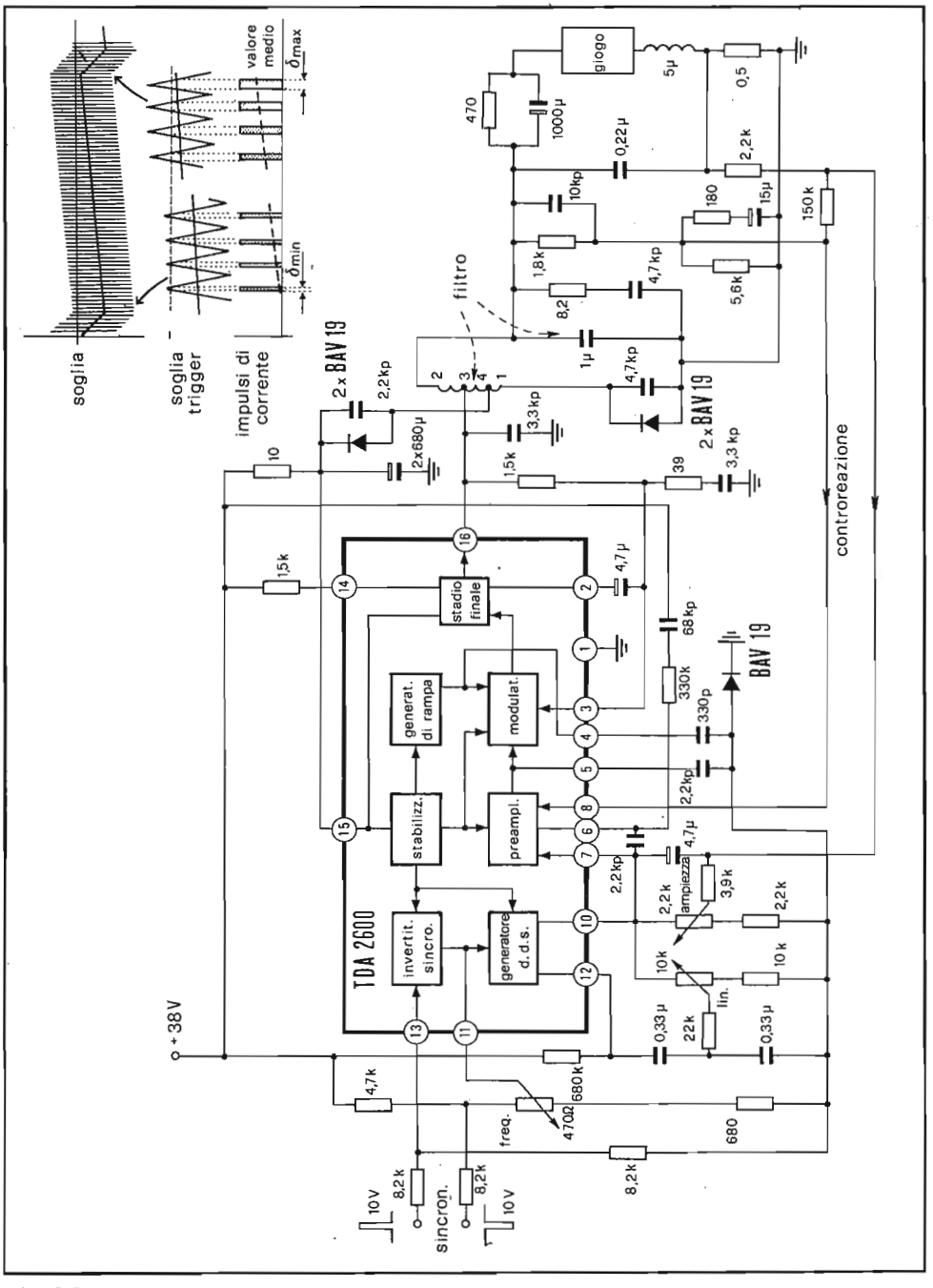


Fig. 9.6 - Schema a blocchi e circuito di impiego del TDA 2600 nello stadio di deflessione verticale (Philips).

stesso oscillatore (piedino 10) e ingresso del preamplificatore (piedino 7), sono compensati per mezzo della controreazione che riporta parte della rampa, disponibile al piedino 10, al punto centrale dei due condensatori di 330 kpF per mezzo del potenziometro di linearità. L'ampiezza della rampa inviata al preamplificatore è regolata dal potenziometro di 2,2 kohm (ampiezza verticale). In questo circuito sono presenti delle piccole capacità di 2,2 kpF collegate ai piedini 5-6-7, che evitano il rischio di inneschi alla frequenza di commutazione (150 kHz).

Per stabilizzare il punto di funzionamento in corrente continua dello stadio finale, ovvero per mantenere la tensione d'uscita al piedino 16 a 19 V (metà della tensione di alimentazione), è prevista una controreazione realizzata per mezzo della rete RC collegata tra l'uscita facente capo alle bobine del giogo ed il piedino 8.

L'onda triangolare è generata caricando e scaricando alternativamente, con due sorgenti di corrente costante, un condensatore di 330 pF collegato tra il piedino 4 e massa. Tale segnale viene mandato, assieme all'onda a dente di sega prodotta dal generatore di rampa, al modulatore. Esso dispone di un circuito a soglia, che fornisce una successione di impulsi di durata crescente in modo proporzionale al tempo, come indicato in Fig. 9.6. Questi impulsi vengono inviati allo stadio di potenza, facente uso di due transistors, che operano come interruttori, passando dalla saturazione all'interdizione, ciascuno in grado di fornire una corrente di 3,5 A di picco. Complessivamente il TDA 2600 è perciò in grado di sviluppare una corrente di 7 App, superiore ai 4 App richiesti al massimo per realizzare la deflessione verticale del sistema 20 AX.

L'uscita 16 dell'integrato è collegata alle bobine verticali del giogo per mezzo di un filtro passa-basso (formato da un'induttanza e dal condensatore di 1 μF) che, come si è detto, ha il compito di ricostruire la corrente a dente di sega a 50 Hz, richiesta dal giogo. La frequenza di taglio di questo filtro è di circa 3 kHz.

L'energia disponibile durante i ritorni di quadro viene riversata sul condensatore del circuito di alimentazione per mezzo del diodo BAV 19, collegato a una presa dell'induttanza di filtro.

Per contenere l'irradiazione, vengono collegati al piedino 16 dei tubetti di ferrite e una capacità di 3,3 kpF verso massa.

A causa dell'andamento esponenziale della corrente di deflessione durante i ritorni verticali e delle righe perse durante tali ritorni, ne risulta un lieve spostamento verso il basso dell'immagine. Per centrare il quadro viene fatta scorrere una debole corrente continua attraverso il giogo, tramite la resistenza di 470 ohm disposta in parallelo al condensatore d'accoppiamento di 1000 μF.

Nel circuito descritto, con una tensione di alimentazione di 38 V, si ha un assorbimento di 380 mA, mentre la potenza dissipata nel TDA 2600 risulta essere mediamente di soli 4,4 W.

9.3. - La sezione sincronismo di riga

La sezione sincronismo di riga è realizzata, da oltre un quinquennio, con circuiti integrati opportunamente progettati per esercitare le funzioni di: separatore di sincronismi, oscillatore di riga, comparatore di fase, formatore degli impulsi di pilotaggio dello stadio finale e rivelatore del burst. Questa parte del ricevitore è sostanzialmente identica a quella di un televisore in bianco e nero salvo, eventualmente, per il formatore degli impulsi di pilotaggio dello stadio finale di riga, dato che nel televisore a colori è quasi universalmente adottata, per esso, la soluzione a tiristori.

In Fig. 9.7 è riportato lo schema completo della sezione sincronismo di riga di un moderno ricevitore a colori che fa uso del circuito integrato TBA 920* le cui funzioni, riportate nello schema a blocchi di Fig. 9.8, sono:

- separatore degli impulsi di sincronismo,
- invertitore di disturbi,
- oscillatore di riga,

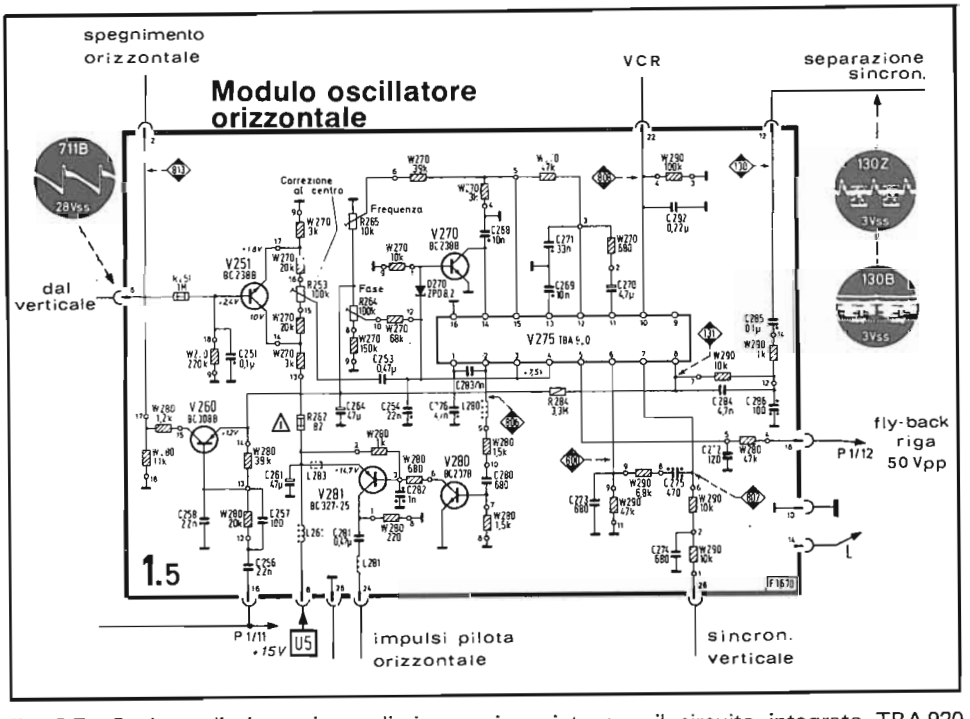


Fig. 9.7 - Sezione di sincronismo di riga equipaggiata con il circuito integrato TBA 920 (Blaupunkt).

- comparatore di fase tra gli impulsi di sincronismo e la tensione dell'oscillatore di riga,
- comparatore di fase tra la tensione dell'oscillatore di riga e quella di fly-back,
- commutatore automatico del guadagno e della costante di tempo del circuito comparatore,
- formatore e amplificatore della forma d'onda d'uscita per pilotare direttamente lo stadio finale di riga.

Il segnale video, proveniente dal preamplificatore di luminanza, passa attraverso una rete di accoppiamento e giunge al separatore di sincronismi, attraverso il piedino 8. Il separatore può venir inibito dal circuito invertitore di disturbi, qualora al piedino 9 pervenga, assieme al segnale video, un disturbo di notevole intensità. Gli impulsi di sincronismo, separati dal resto del segnale, sono disponibili al piedino 7: da qui essi vanno al circuito di deflessione verticale, attraversando una doppia cella integratrice (10 kohm-680 pF, 10 kohm-1000 pF) ed entrano al terminale 27 del modulo di Fig. 9.7. Sempre dal piedino 7 gli impulsi, differenziati (470 pF-6,8 kohm-47 kohm-680 pF) vengono portati al primo comparatore di fase (piedino 6). In questo circuito ha luogo il confronto tra gli impulsi di sincronismo di riga con quelli forniti dall'oscillatore. Da questo confronto viene generata una corrente per il controllo della frequenza dell'oscillatore. Quest'ultimo può essere tarato semplicemente connettendo a massa il piedino 6 dell'integrato e regolando il potenziometro R 265 fino ad ottenere un'immagine quasi ferma sullo schermo.

La rapidità di risposta del primo comparatore può essere modificata automaticamente o manualmente.

Nel primo caso provvede allo scopo un commutatore interno formato da un circuito a soglia *(trigger di Schmitt)*, controllato da un discriminatore a coincidenza che, mettendo a confronto gli impulsi di sincronismo di riga con quelli di fly-back, ne evidenzia lo sfasamento anomalo.

Nel secondo caso è sufficiente collegare a massa il piedino 10 dell'integrato. Il risultato, in entrambi i casi è la riduzione della costante di tempo del circuito di filtro connesso tra il piedino 12 e massa. Questa possibilità si dimostra particolarmente utile nel caso di riproduzioni da videoregistratore che, come noto, sono soggette ad ampie fluttuazioni di frequenza di riga. In tali casi la risposta del circuito discriminatore è più rapida e, quindi, in grado di compensare le variazioni di frequenza che altrimenti darebbero luogo a immagini tremolanti.

L'oscillatore di riga è formato da un generatore di corrente, che alimenta il condensatore collegato tra il piedino 14 e massa, e da un circuito a soglia che ne determina la scarica. La frequenza di oscillazione è allora determinata dal valore di capacità e della resistenza che chiude a massa il piedino 14, nonché dal valore di tensione continua, applicata a tale punto, che viene variata manualmente per mezzo di R 265 e automaticamente grazie al collegamento con il piedino 12 (uscita CAF).

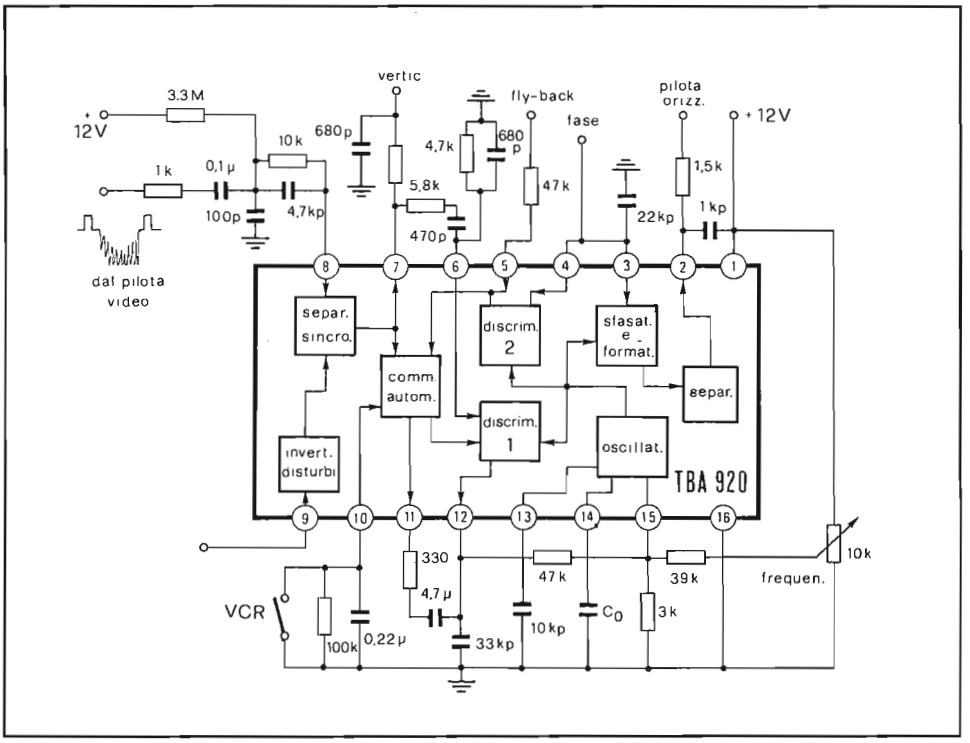


Fig. 9.8 - Schema a blocchi del TBA 920 e suo impiego nello schema di Fig. 9.7.

Dalla tensione a dente di sega che si forma su C 268 viene ricavata una tensione rettangolare, il cui impulso positivo presenta una larghezza di 25 μs. La posizione del fianco d'inizio può essere variata per mezzo della tensione continua, regolabile, applicata al piedino 3 (controllo fase R 264).

Il circuito è stato progettato in modo da poter oscillare anche quando la tensione di alimentazione è inferiore a 4 V. Con ciò viene esclusa la possibilità di errato pilotaggio dello stadio finale di riga, al momento dell'accensione del ricevitore.

Il TBA 920 contiene pure, come si è detto, un secondo circuito discriminatore che opera il confronto tra le fasi dell'impulso di fly - back e di quello prodotto dall'oscillatore. Esso permette di correggere le variazioni di fase che possono manifestarsi durante la produzione, a causa delle tolleranze di fabbricazione dei componenti. Oltre alla correzione manuale della fase, per mezzo della tensione continua applicata al piedino 3, nel circuito in esame viene portata, allo stesso punto, tramite C 253, una tensione di forma parabolica a frequenza di quadro, prelevata dal modulo verticale e fornita al potenziometro

R 253 dal transistor V 251. All'estremità del potenziometro sono così disponibili due tensioni paraboliche di uguali ampiezze e fasi opposte (uscite di emettitore e collettore di un transistor) che permettono, al massimo, una correzione di circa 5 mm alle estremità verticali dello schermo. Quando il cursore è al centro, ovviamente, la correzione è nulla.

La tensione d'uscita al piedino 2, prima di essere inviata al tiristore che controlla il ritorno dello stadio finale di riga, viene differenziata (680 pF - 1,5 kohm) e formata dai transistors V 280 e V 281. Al collettore di quest'ultimo è così disponibile una tensione di pilotaggio positiva che permette l'erogazione della corrente di 400-700 mA, richiesta dall'elettrodo di controllo del tiristore.

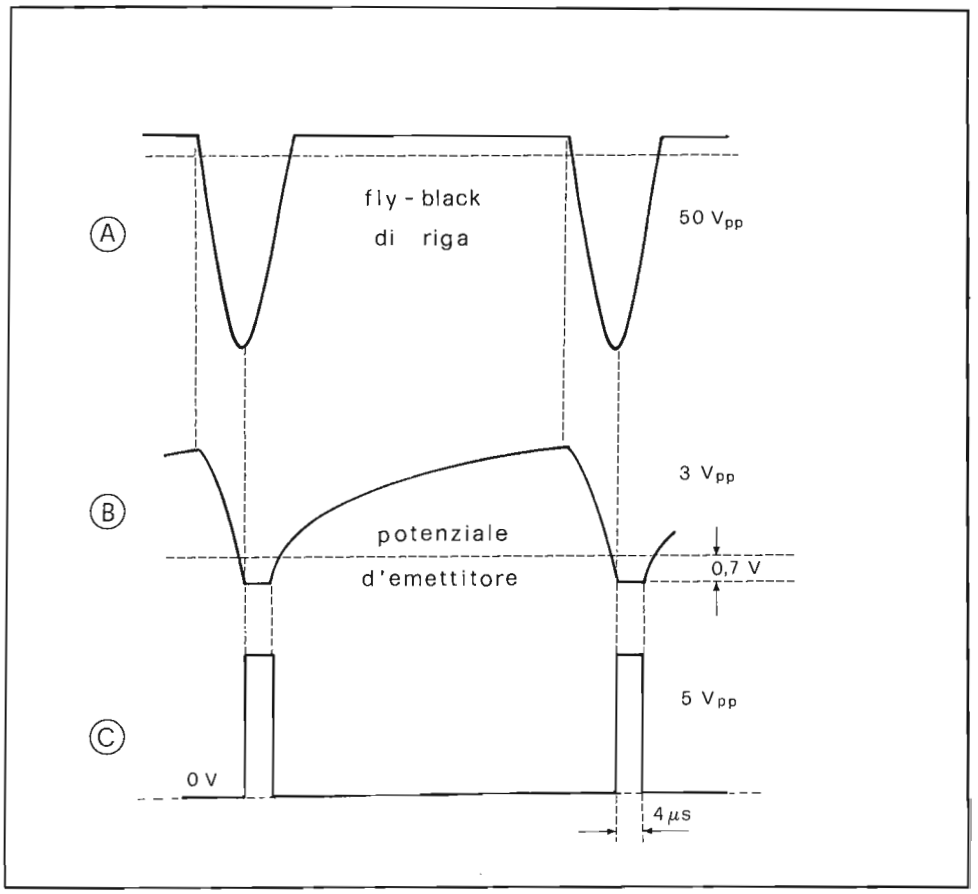


Fig. 9.9 - Formazione dell'impulso di estrazione del burst a partire da quello di fly-back di riga.

Nello stesso modulo il transistor V 620 produce un impulso per la separazione del burst. Un impulso negativo di fly-back di riga (Fig. 9.9 A) viene inviato alla base di V 260, dopo essere stato allargato (Fig. 9.9 B) per mezzo di una rete integratrice. Il transistor p-n-p diventa così conduttore per un intervallo di circa 4 μs a partire, pressapoco, dal centro della ritraccia di riga (Fig. 9.9 C). L'impulso positivo disponibile al collettore viene quindi inviato al modulo di crominanza, per l'estrazione del burst dal segnale video composito.

9.4. - Lo stadio finale di riga

La maggior parte della potenza assorbita da un televisore a colori viene utilizzata nello stadio finale di riga per lo spostamento del pennello in senso orizzontale, la produzione dell'EAT e tutti i servizi accessori che, sempre di più, vengono affidati ad esso. Per tale motivo, la possibilità di realizzare stadi finali di riga alimentabili direttamente dalla tensione di rete rettificata, associati a circuiti di stabilizzazione attivi a bassa dissipazione, è stato l'obiettivo costante delle ricerche effettuate dai costruttori di componenti a semiconduttore.

Le tendenze che si sono subito dimostrate valide da un punto di vista pratico sono quelle che fanno uso di tiristori alimentati direttamente dalla rete rettificata o di transistors di media-alta tensione, associati ad alimentatori equipaggiati con convertitori continua-continua (di cui si parlerà al capitolo dodicesimo), oppure di transistors di media-bassa tensione, associati a sistemi che alimentano ad alta tensione lo stadio finale durante i ritorni di riga (pompa*).

Nel presente capitolo tratteremo in dettaglio solo la soluzione che fa uso di tiristori, essendo essa, fino ad oggi, la più frequentemente adottata dai costruttori di ricevitori a colori di grande schermo (20-27").

9.4.1. - Circuiti di deflessione di riga a tiristori. Principio di funzionamento

Il tiristore* è un dispositivo a semiconduttore a 4 strati che può essere usato come interruttore statico di potenza. Esso è molto meno sensibile dei transistors ai picchi di tensione ed inoltre, per il passaggio allo stato *on*, si richiede solo una debole corrente all'elettrodo di *gate;* quindi, a parità di altre condizioni, il tiristore (o SCR) dissipa una minore quantità di potenza rispetto al transistor.

Il funzionamento dello stadio finale di riga a tiristori si basa sulla carica e scarica di induttanze e capacità, per mezzo degli SCR e dei diodi. Il modo di operare in questo circuito risulterà più chiaro, se si terrà presente che i diodi conducono solo quando il loro anodo si trova ad un potenziale superiore a quello di catodo di circa 0,6 V e che essi sono invece interdetti se non è appli-

cata loro alcuna tensione oppure se la giunzione è polarizzata inversamente (anodo negativo rispetto al catodo).

Per quanto riguarda gli SCR, si dovrà ricordare che la loro conduzione è possibile quando, contemporaneamente, viene applicata una tensione positiva sia all'elettrodo di gate che a quello d'anodo; per bloccarli non basta rimuovere la tensione positiva presente al gate (impulsi d'innesco), ma occorre annullare la tensione positiva anodo-catodo o invertirla di polarità.

In Fig. 9.10 è riportato lo schema di principio di uno stadio finale di riga a tiristori. In esso riconosciamo:

- un interruttore, formato da S 2 e D 2, che provvede al controllo della corrente nelle bobine del giogo durante la traccia *(interruttore d'andata);*
- un secondo interruttore, formato da S 1 e D 1, che controlla la corrente di ritraccia entro le bobine del giogo *(interruttore di ritorno);*
- gli elementi reattivi L_R C_R C_A L_H C_S, che provvedono ad immagazzinare l'energia e a determinare i tempi di traccia e ritraccia della corrente di deflessione.

L'induttanza L_C connette il circuito alla linea di alimentazione (+ E) provvedendo con ciò a rifornirlo, ad ogni ciclo, dell'energia necessaria al suo funzionamento. L'avvolgimento secondario di L_C fornisce una tensione di pilotaggio al gate di S 2 che è opportunamente formata entro un circuito. La quantità di energia che viene fornita allo stadio per mezzo di L_C può essere modificata, automaticamente, onde far fronte a maggiori o minori richieste, senza che ciò alteri l'intensità della corrente di deflessione. A tal fine vengono utilizzati circui-

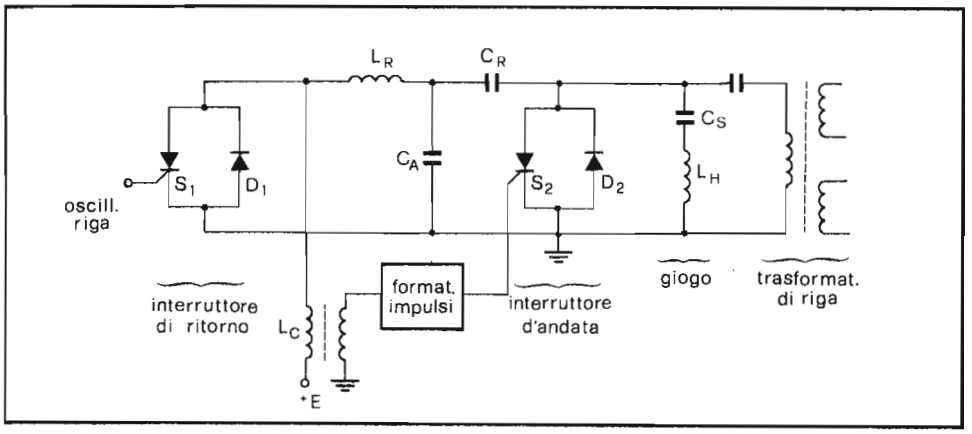


Fig. 9.10 - Schema elettrico semplificato per lo studio dello stadio finale di riga a tiristori.

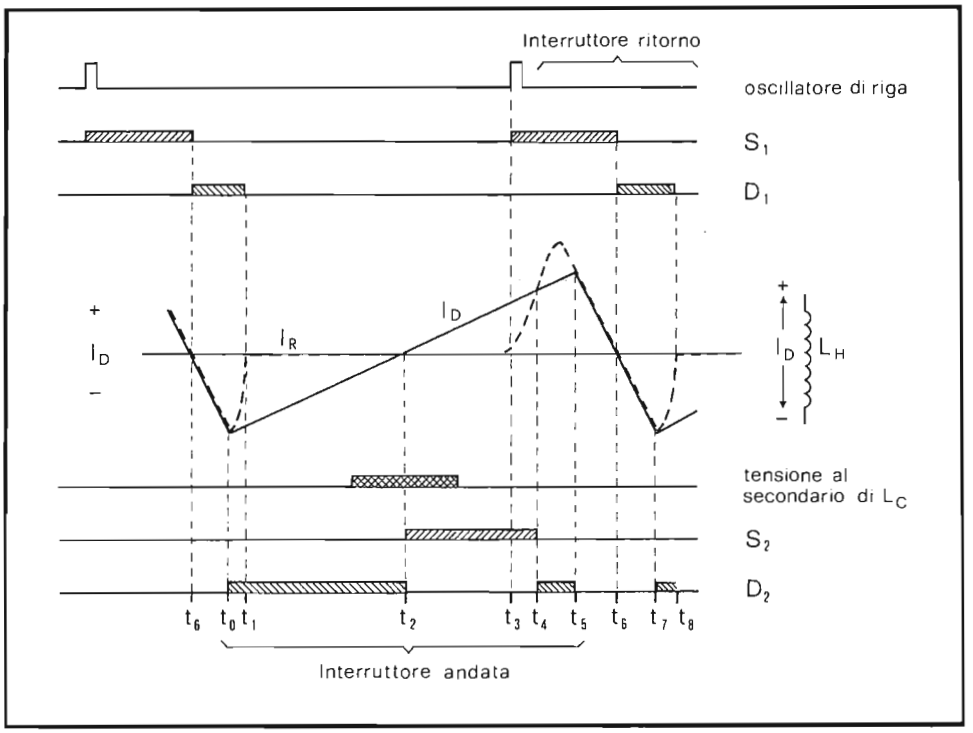


Fig. 9.11 - Intervalli di conduzione delle coppie tiristore-diodo nel circuito di deflessione di riga.

ti, più o meno elaborati che, "sentendo" le variazioni di carico sullo stadio finale, provvedono automaticamente ad aggiungere o sottrarre energia.

In Fig. 9.11 sono riportate le forme d'onda caratteristiche e gli intervalli di conduzioni dei tiristori e dei diodi. Per agevolare la comprensione del funzionamento, conviene dividere l'intero ciclo in un certo numero di intervalli che verranno qui di seguito analizzati in dettaglio. E' opportuno precisare che, nella prima parte della descrizione del circuito, verrà ignorata la presenza del condensatore C_A e quella del trasformatore per la produzione della EAT.

t0 - t2: *prima metà dell'andata.* In questa fase S 1, S 2 e D 1 non conducono, mentre il valore negativo massimo presentato dalla corrente di deflessione nell'istante t0 (prodotto per effetto degli elementi che agiscono durante il ritorno), non essendo sostenuto da alcuna forza elettromotrice, si annullerà a poco a poco attraversando il diodo D 2 ed il condensatore per la correzione ad "esse" C_S. Il verso di circolazione della corrente è tale che C_S viene progressivamente caricato

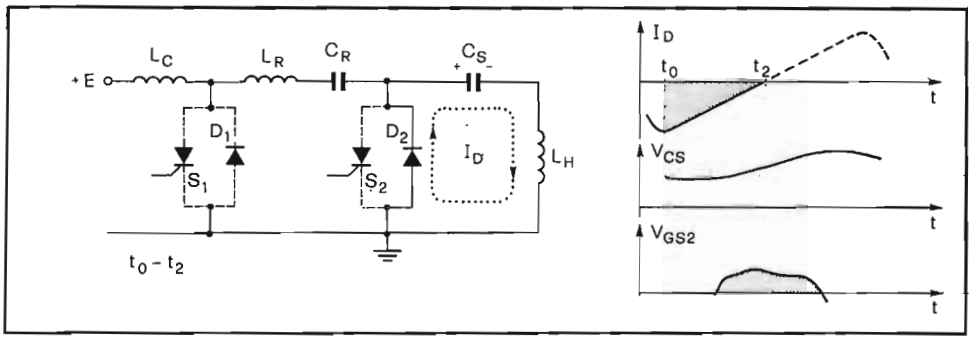


Fig. 9.12 - Situazione nel circuito di deflessione nell'intervallo t0-t2.

con la polarità indicata in Fig. 9.12. In questo intervallo di tempo al gate di S 2 viene fatto pervenire un impulso positivo, che però non è sufficiente a farlo condurre, giacché a seguito della conduzione di D 2 l'anodo di S 2 si trova a potenziale inferiore al catodo. Bisognerà attendere la seconda metà della traccia, perché la tensione anodo-catodo si rovesci di polarità permettendo così la conduzione di S 2.

t2 - t5: *seconda metà dell'andata.* Nell'istante t2 la corrente in L_H cessa di circolare. Tutta l'energia magnetica posseduta da L_H in t0 è stata convertita in energia elettrostatica ed accumulata in C_S (a parte la modesta dissipazione in D 2). La sola tensione presente nella maglia C_S - L_H -D 2 - S 2, disponibile ai capi di C_S, ha polarità tali da rendere conduttore S 2. In questa fase circolerà una corrente, per effetto della scarica di C_S su L_H, che attraverserà S 2, come indicato in Fig. 9.13. Se la corrente di C_S è sufficientemente alta, V_{CS} rimane prati-

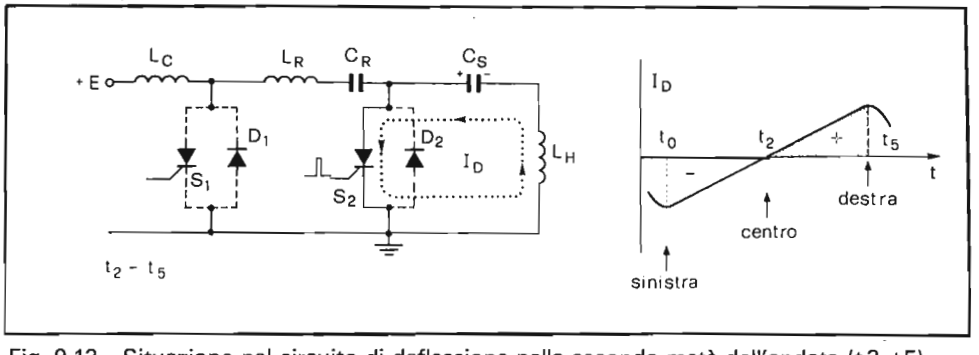


Fig. 9.13 - Situazione nel circuito di deflessione nella seconda metà dell'andata (t2-t5).

camente costante e ciò porta ad una crescita della corrente di deflessione, quasi lineare. In realtà il valore di C_S è scelto in modo tale che la non linearità dovuta al suo valore finito compensi l'effetto della limitata curvatura dello schermo del cinescopio.

t3 - t5: *preparazione del ritorno di riga.* Nell'istante t3, circa 3μs prima di t5, viene inviato al gate di S 1 un impulso positivo di comando, proveniente dall'oscillatore di riga. In precedenza, a seguito dell'interdizione di S 1 e D 1 e della conduzione di S 2 o D 2, il condensatore C_R si era caricato, con le polarità indicate in Fig. 9.14, alla tensione di alimentazione + E. Ora, per l'azione combinata dell'impulso positivo al gate e della tensione positiva dell'anodo rispetto al catodo, si ha l'innesco di S 1. Quest'ultimo, da un lato, esclude l'alimentatore dal circuito e, dall'altro, chiude la maglia formata dallo stesso S 1, L_R, C_R e S 2 (conduttore e perciò a bassa resistenza). Inizia a circolare così una corrente, detta di *ritorno* o di *compensazione,* il cui effetto è quello di preparare il circuito per la ritraccia. Tale corrente ha luogo per la scarica di C_R sugli altri elementi della maglia ed il suo andamento sarà all'incirca sinusoidale con frequenza determinata dai valori di C_R e L_R e comunque molto più alta di quella di riga. Non appena però la corrente di compensazione I_R sarà superiore a quella di traccia I_D, circolante in S 2 (istante t4), quest'ultimo verrà interdetto,

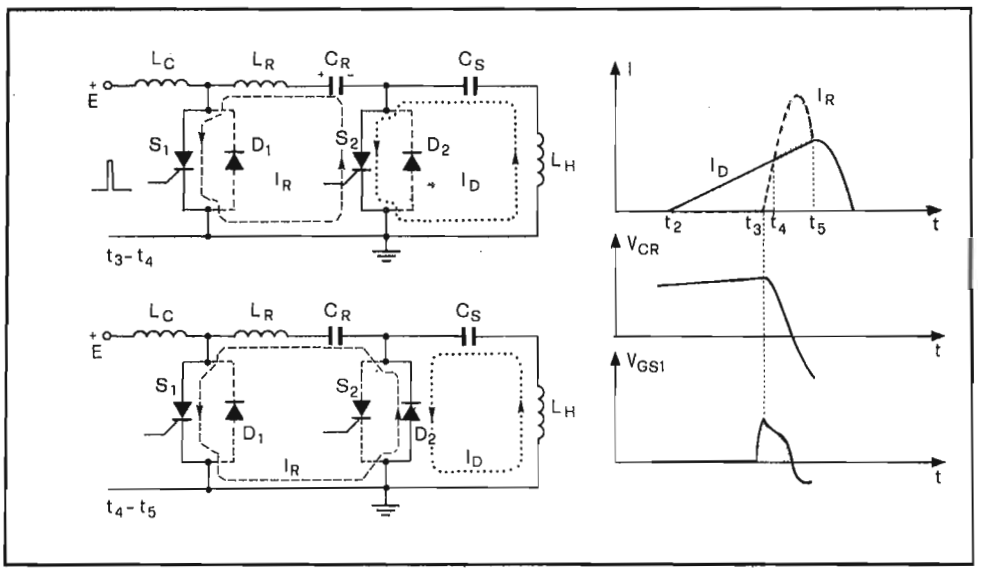


Fig. 9.14 - Fase di preparazione del ritorno di riga (t3-t5).

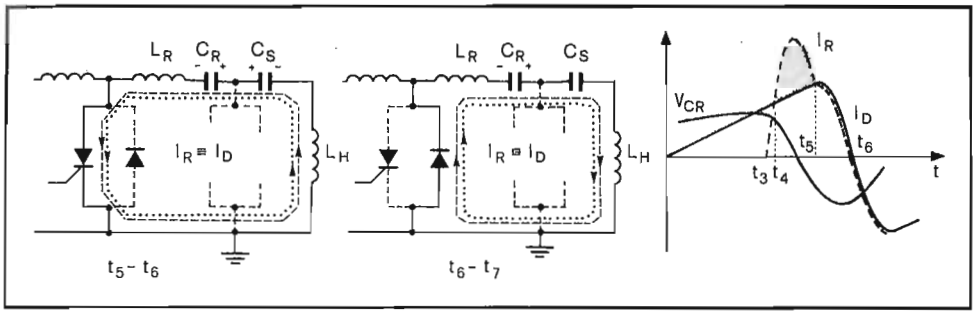


Fig. 9.15 - Situazione durante il ritorno di riga (t5-t7).

mentre le due correnti attraverseranno ora D 2, che risulta polarizzato direttamente. Questa situazione permane fino all'istante t5, nel quale la corrente inversa I_R diviene inferiore a quella di deflessione I_D ed il diodo D 2, polarizzato inversamente, cessa di condurre.

t5 - t6: *prima metà del ritorno di riga.* Nell'istante t5, a seguito del blocco di D 2, la corrente di deflessione e quella di ritraccia sono costrette a percorrere la stessa maglia L_R - C_R - C_S - L_H, passando attraverso S 1, fino a che quest'ultimo risulta conduttore (t5-t6). Le correnti decrescono progressivamente con legge sinusoidale (alla frequenza di oscillazione della serie L_R - C_R - C_S - L_H) e, nell'istante t6, l'energia ad esse associata viene trasformata completamente in elettrostatica sotto forma di carica di C_R, con le polarità indicate in Fig. 9.15.

t6 - t7: *seconda metà della ritraccia:* L'oscillazione, di cui si è detto nella fase precedente, continua anche in questo intervallo, con la sola differenza che ora la corrente prodotta dalla scarica di C_R attraversa il circuito secondo un verso opposto al precedente, passando attraverso D 1. Non appena il condensatore C_R risulta completamente scaricato (t7), la corrente raggiunge il massimo valore negativo e, contemporaneamente, risulta conduttore D 2, essendo ora interessato da una polarizzazione diretta. A partire da questo istante, la corrente di ritraccia e quella di traccia circolano rispettivamente nelle maglie D 1 - L_R - C_R e D 2 - L_H - C_S. La prima cresce molto rapidamente giacché l'energia magnetica immagazzinata in L_R carica C_R al suo valore iniziale (+ E) in un tempo (t0 - t1) determinato dalla frequenza di oscillazione del circuito L_R - C_R (che, come si è detto, è molto più alta di quella di riga). La seconda riprende a salire lentamente, essendo la situazione attuale identica a quella relativa alla prima fase.

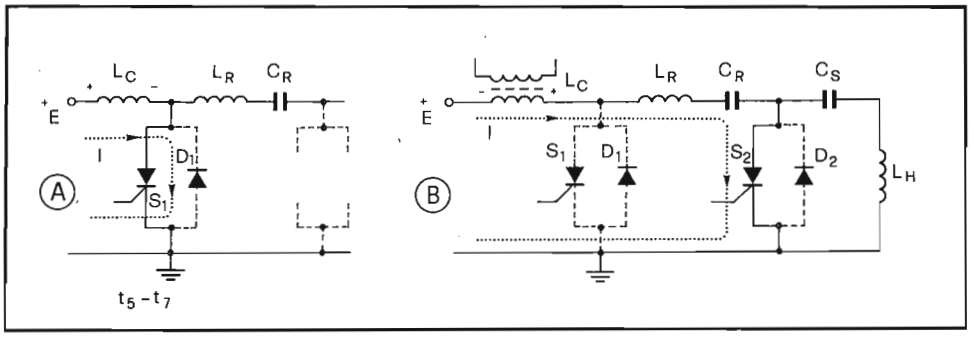


Fig. 9.16 - Rifornimento di energia al circuito di deflessione per mezzo dell'induttanza di carica Lc.

Analizziamo ora come avviene il ripristino di energia del circuito e l'innesco dell'SCR di andata (S 2). In entrambe le azioni viene coinvolta la bobina Lc connessa all'alimentatore.

Durante il periodo di ritraccia, l'induttanza Lc è collegata tra la linea di alimentazione (+ E) e massa (attraverso S 1 o D 1), come indicato in Fig. 9.16 A. Quando S 1 e D 1 cessano di condurre, manca il collegamento verso massa e l'energia accumulata in Lc, durante la ritraccia, viene riversata su C_R (Fig. 9.16 B). Alla fine del ritorno, la brusca riduzione del valore di corrente entro Lc sviluppa una tensione al secondario, che viene utilizzata per polarizzare direttamente la giunzione gate - catodo di S 2, predisponendolo alla conduzione che inizierà, però, solo nell'istante t 2.

Veniamo ora all'effetto della capacità ausiliaria C_A che, per semplicità, è stata ignorata nel corso della descrizione del funzionamento. La presenza di questa capacità favorisce lo spegnimento di S 2, riduce il tempo di ritraccia e permette una migliore utilizzazione dell'energia disponibile nel circuito. Un ulteriore vantaggio consiste nella riduzione della tensione presente ai capi di C_R durante i ritorni che, altrimenti, a causa dell'elevata corrente di deflessione (12 App) raggiungerebbe valori eccessivi (circa 1300 V). Quanto detto verrà giustificato dall'analisi qualitativa che ora faremo.

Durante la maggior parte dell'intervallo di traccia (t0 - t4), l'interruttore di andata è chiuso e così il condensatore C_A risulta in parallelo con C_R. Dall'inizio della ritraccia (t4) a quello della nuova traccia (t7) l'interruttore di andata è aperto e, perciò, C_A risulta in serie con l'induttanza L_H del giogo ed il condensatore C_R: la capacità totale del circuito di ritraccia è ora minore e tale quindi il tempo di ritorno, essendo aumentata la frequenza di oscillazione del circuito.

In Fig. 9.17 è riportato l'andamento effettivo della corrente di compensazione I_R che, per effetto di C_A, non coincide più, nell'intervallo t4 - t7, con la corrente di deflessione I_D. Infatti l'oscillazione iniziata nell'istante t3 continua

anche dopo l'interdizione di D 2 (istante t5), poiché, per effetto di C_A, si formano due circuiti oscillanti, L_R - C_R e C_A - C_R - L_H - C_S, accoppiati ma con frequenze di risonanza molto diverse. Il primo circuito oscilla e la corrente positiva nell'intervallo t3 - t5' attraversa S 1 (che così viene spento rapidamente) mentre quella negativa, nell'intervallo t5' - t5'' attraversa D 1. L'energia rimanente su C_A, nell'istante t5'', non potendo essere scambiata con L_R, poiché D 1 ed S 1 sono interdetti, viene riversata nel circuito di deflessione e ciò contribuisce ad incrementare l'energia proprio quando i circuiti ausiliari aumentano la loro richiesta. Per effetto della corrente di ritorno di riga I_D si ha la progressiva scarica di C_A e, quindi, l'inversione della polarità ai suoi capi. A questo punto D 1 è nuovamente conduttore e si ha un'altra oscillazione negativa, che si esaurisce rapidamente a seguito dell'alta frequenza di risonanza del circuito serie C_A - L_R. Alla fine di questa oscillazione (t8) il diodo D 2 risulta interdetto e l'energia in gioco si ritrova entro C_A. Dall'istante t8 C_A viene a far parte del circuito di deflessione e, così, tale energia risulta utilizzata per realizzare la prima fase della traccia.

A conclusione del paragrafo ricordiamo che è possibile un perfetto adattamento tra il valore della tensione di alimentazione e quello richiesto dal circuito

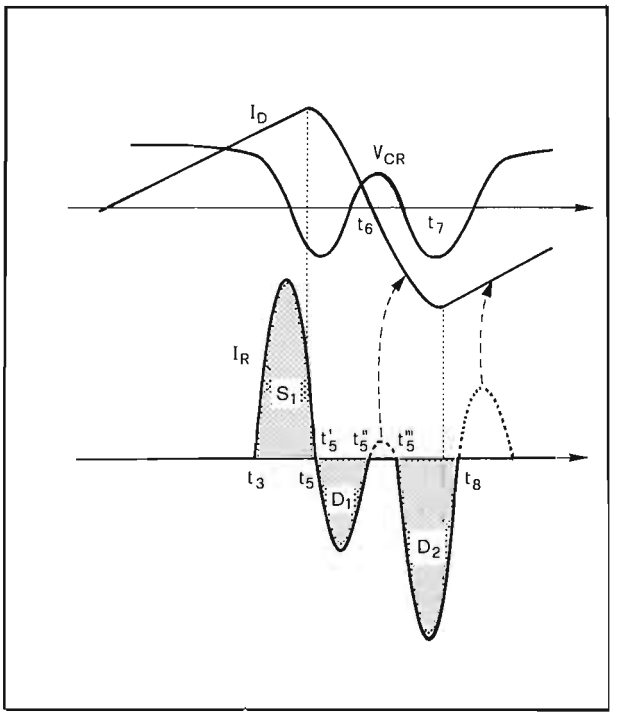


Fig. 9.17 - Andamento effettivo della corrente di compensazione per la presenza di C_A.

di scansione, introducendo in serie a L_R un condensatore C_B, in modo da realizzare un partitore capacitivo con C_A ed abassare così la tensione al valore corretto (Fig. 9.18).

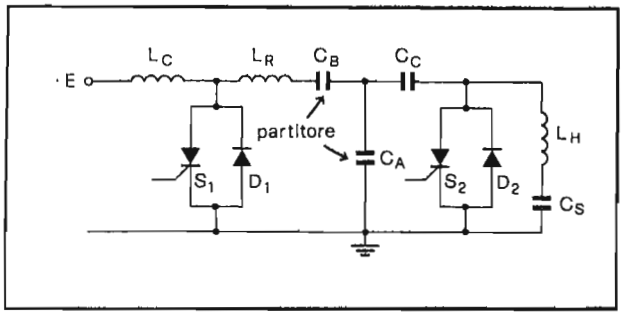


Fig. 9.18 - Adattamento dell'impedenza del giogo alla tensione di alimentazione per mezzo del partitore capacitivo C_A-C_B.

9.4.2. - Stabilizzazione dell'EAT nei circuiti di deflessione di riga a tiristori

La generazione dell'EAT, nello stadio finale di riga descritto, ha luogo, esattamente come nel caso d'impiego di transistors, innalzando l'ampiezza degli impulsi che si presentano durante i ritorni di riga, per mezzo di un trasformatore dotato di un opportuno rapporto spire. La tensione che si localizza al primario, quindi anche quella presente al secondario, ha il solito andamento; per evitare che la sua ampiezza vari al cambiare della tensione di alimentazione, si fa uso di circuiti di regolazione più o meno elaborati. In essi, comunque, viene sempre regolata in modo opportuno la quantità di energia prelevata dall'alimentatore durante la ritraccia, così da compensare le variazioni della tensione di rete o del carico.

In Fig. 9.19 è riportato un semplicissimo sistema di regolazione, nel quale gli impulsi di fly-back, proporzionali all'ampiezza della tensione di alimentazione + E, vengono rettificati da D 3 e usati per alimentare il circuito di collettore di T 1. Gli stessi impulsi, per mezzo di un partitore resistivo (P 1) e del diodo Zener D 4, provvedono pure alla polarizzazione di base del transistor. Se la tensione che si localizza sul cursore del potenziometro P 1 supera quella di Zener di D 4, il transistor conduce e si ha un flusso di corrente attraverso l'avvolgimento di controllo del trasformatore *(reattore saturabile)*; l'effetto è di saturarne progressivamente il nucleo magnetico al crescere della corrente di collettore e, quindi, di far diminuire l'induttanza presentata dal primario.

Ricordiamo ora brevemente come avveniva il rifornimento di energia dall'alimentatore al circuito. Nella fase *on* di S 1 o D 1, l'induttanza Lc, risultando connessa tra linea di alimentazione e massa, immagazzinava una certa quantità

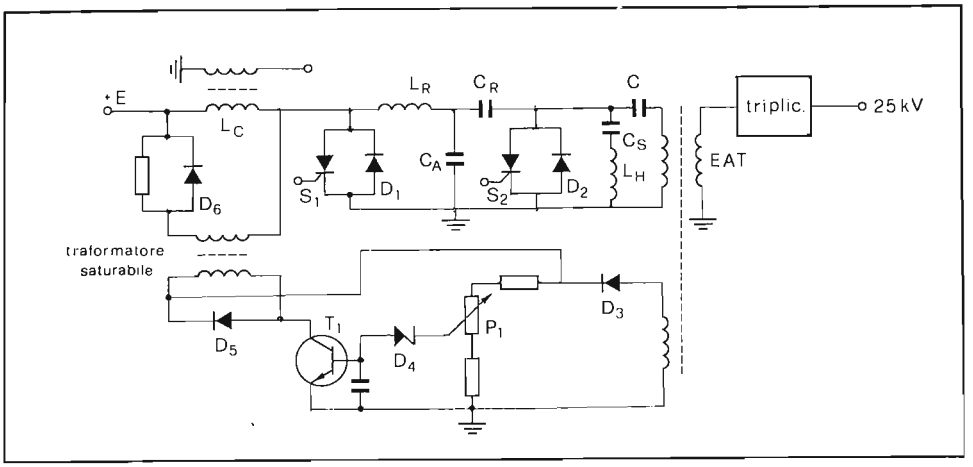


Fig. 9.19 - Semplice sistema di regolazione dell'energia disponibile nello stadio di deflessione per mezzo di un trasformatore saturabile.

di energia, che trasferiva, nella fase di traccia (S 2 o D 2 *on*) al circuito di deflessione. La situazione in questa fase si presenta come indicato in Fig. 9.20. Nell'istante t 1, quando S 1 e D 1 passano allo stato *off*, l'energia accumulata in Lc viene trasferita sulla capacità equivalente C del sistema C_B - C_R - C_A, ad un ritmo determinato dalla frequenza di oscillazione del circuito di figura. La tensione V 1, che nell'istante t 1 coincide con quella di alimentazione E, viene accresciuta per la presenza della componente oscillante, cosicché il valore finale, all'inizio della ritraccia (istante t3), e perciò l'entità di energia fornita al circuito, dipende dalla frequenza di oscillazione (Fig. 9.20). Di conseguenza l'effetto del reattore saturabile, posto in parallelo a Lc, è di variare il valore di induttanza totale del circuito oscillante e, precisamente, di farla crescere (frequenza più bassa) nel caso di diminuzione di E e diminuire (frequenza più alta) nel caso di aumento di E, in modo che ne risulti una tensione costante V 1 all'inizio della ritraccia.

Per evitare che durante la carica di Lc (t3 - t8) passi corrente nel reattore saturabile, viene usato un diodo che, in questa fase, risulta polarizzato inversamente. Non appena inizia la scarica di Lc sulla capacità equivalente C, la tensione ai suoi capi si inverte e, quindi, il diodo D 6 conduce disponendo in parallelo a Lc l'induttanza del reattore saturabile (Fig. 9.20).

Il circuito descritto dissipa una limitatissima quantità di energia ed è in grado di mantenere un'EAT costante di fronte a variazioni sia di frequenza di riga che di valore dei componenti. La velocità di risposta del sistema è notevole cosicché, praticamente, ogni riga di deflessione risulta regolata.

Altre volte la reattanza saturabile è posta in serie a Lc, però il suo effetto è

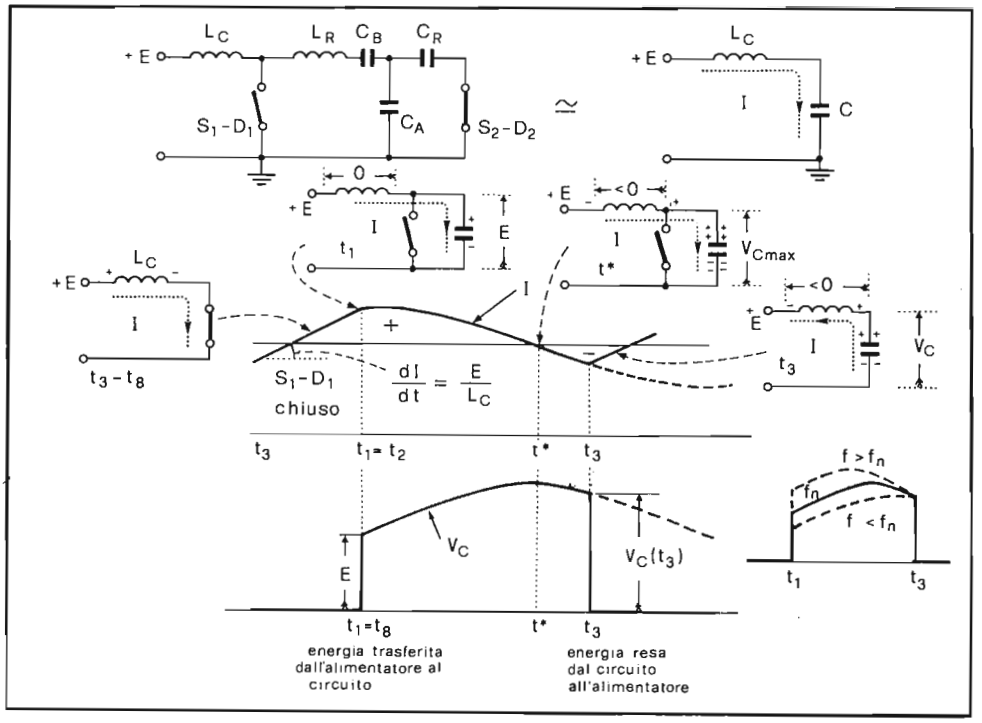


Fig. 9.20 - Andamento della tensione ai capi della capacità equivalente C per diversi valori della tensione di alimentazione.

sempre quello di modificare adeguatamente la frequenza di oscillazione del circuito, in modo da compensare variazioni sia della tensione di alimentazione che del carico sullo stadio finale di riga. Un altro esempio pratico di tale soluzione è riportato in Fig. 9.21.

Durante l'intervallo di chiusura dell'interruttore di ritraccia (Ty 511 - Di 511) la corrente continua proveniente dall'alimentatore, che provvede a rifornire di energia lo stadio finale di riga, non potendo attraversare il trasduttore perché impedita da C 517, giunge alla bobina di carica passando attraverso R 514 (resistenza di limitazione) ed il diodo Di 514. Quando il tiristore Ty 511 viene interdetto (traccia), l'energia accumulata nella bobina di carica durante la fase precedente si riversa nei condensatori C 503, C 506, C 507. Nell'istante in cui la tensione su di essi raggiunge il massimo valore (t*), il diodo Di 514 risulta polarizzato inversamente e quindi la corrente, che dal circuito viene resa all'alimentatore, è costretta ad attraversare C 17 e l'avvolgimento di lavoro del trasduttore. L'induttanza di quest'ultimo, posta in serie con quella della bobina di carica, assieme al valore di capacità equivalente, determina la frequenza di risonanza

del circuito e quindi la rapidità con la quale la corrente viene rinviata all'alimentatore. In questo modo se aumenta l'ampiezza dei picchi di tensione presenti sul trasformatore di riga, cresce la corrente di Tr 524, perciò calano l'induttanza del trasformatore e quindi la frequenza di oscillazione del circuito. La capacità equivalente si scarica più velocemente, così il valore di Vc (Fig. 9.20) nell'istante t3 risulta ridotto.

Il circuito descritto possiede anche una semplice ma efficace protezione contro aumenti eccessivi della tensione erogata dal trasformatore di riga, quali possono manifestarsi a seguito di interruzioni nel circuito di controllo del tiristore di deflessione Ty 518 oppure nel carico del circuito di deflessione. A tal fine viene prelevata una tensione dal trasformatore di riga che viene sommata a quella che si sviluppa al secondario di L 504 (dipendente dalla intensità della corrente di deflessione) e inviata al gate di Ty 511 per mezzo della serie Di 504 - Di 505 - R 505. Quando la somma di queste due tensioni supera quella di Zener di Di 504 (68 V), circola corrente nella maglia e ciò produce l'innesco di Ty 511.

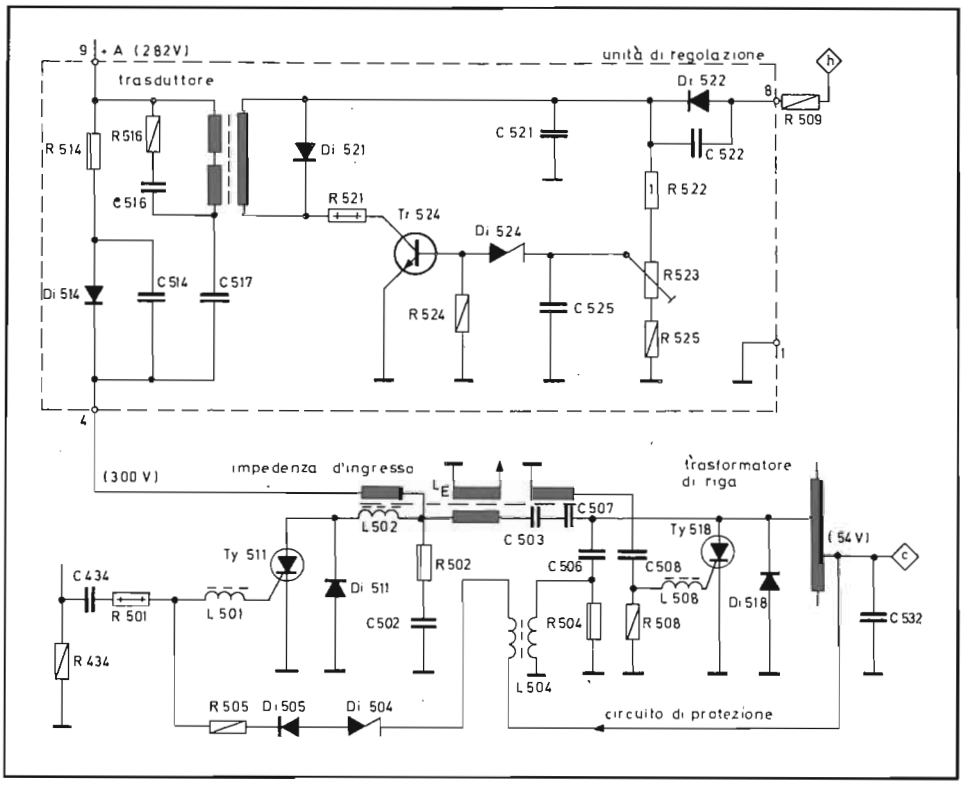


Fig. 9.21 - Circuito di stabilizzazione con reattanza saturabile in serie a Lc (Grundig).

La conduzione dell'interruttore di ritorno, in istanti diversi da quelli previsti, causa l'intervento della protezione elettronica dell'alimentatore, per cui l'alimentazione del circuito di deflessione di riga viene interrotta periodicamente.

Nel caso di interruzione del pilotaggio di Ty 518, la tensione sul trasformatore di riga oscilla per più di mezza semionda: ciò porta ad un aumento della tensione su C 532 che, superato il valore di soglia di Di 504, determina l'innesco di Ty 511 fuori tempo e quindi l'intervento della protezione elettronica dell'alimentatore (6 interventi circa al secondo).

Nel caso invece di interruzione del circuito di deflessione (bobina di linearità, condensatore per la correzione ad "esse", giogo di deflessione) si modificano notevolmente le condizioni di risonanza del circuito con conseguente aumento della corrente entro il tiristore di deflessione ed il condensatore C 506. Quest'ultimo è connesso a massa attraverso la bobina L 504, la quale induce così al secondario degli impulsi di circa 20 V d'ampiezza. Tali impulsi, sommati alla tensione continua presente al punto *c* del trasformatore di riga, superano la tensione di Zener e producono l'innesco di Ty 511 fuori tempo, facendo in-

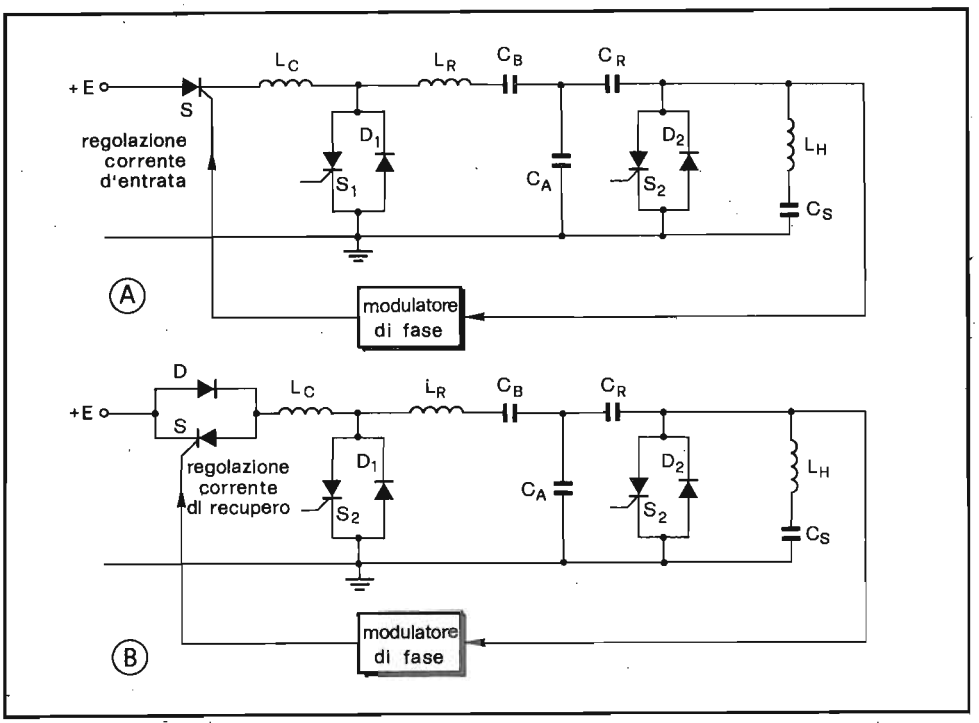


Fig. 9.22 - Schemi di principio del sistema di regolazione della corrente d'entrata (A) o di recupero (B) nello stadio di deflessione a tiristori.

tervenire la protezione elettronica dell'alimentatore (circa 2 volte al secondo).

Un altro sistema per attuare la stabilizzazione consiste nell'uso di un dispositivo a semiconduttore, ad esempio un tiristore, per dosare l'entità dell'energia trasferita al circuito di deflessione durante il ritorno di riga, oppure per modificare l'entità della corrente I e, quindi, dell'energia resa dal circuito all'alimentatore. Gli schemi di principio delle due soluzioni sono riportati in Fig. 9.22. In entrambi i casi viene fatto uso di un blocco, denominato *modulatore di fase,* che fornisce l'impuso di accensione al tiristore di regolazione S. Il ritardo di quest'ultimo rispetto all'istante t1, è determinato dall'ampiezza dell'impulso di fly - back prelevato dallo stadio di deflessione.

Nel primo caso, al crescere dell'impulso di fly-back, viene ritardato l'innesco di S e ciò riduce l'intervallo di tempo durante il quale Lc è collegata in parallelo all'alimentatore.

Nel secondo caso, al crescere dell'impulso di fly-back, viene anticipato l'istante d'innesco di S onde permettere la circolazione di una maggiore corrente I, dal circuito all'alimentatore, nell'intervallo t* - t3 (Fig. 9.20) e scaricare così parte dell'energia posseduta dal circuito (Vc minore).

Studiamo in dettaglio il secondo caso, facendo riferimento anche ad una soluzione pratica.

In Fig. 9.23 è riportato, in modo schematico, il funzionamento dello stabilizzatore a tiristore, con regolazione della corrente di ritorno. Nella fase iniziale, prima dell'istante t1, Lc è attraversata dalla corrente erogata dall'alimentatore attraverso D, che risulta conduttore. In t1 la stessa corrente inizia a scendere con legge sinusoidale caricando C; in t* C ha raggiunto la carica massima e ora la corrente I inverte il senso di circolazione. A questo punto il diodo D si interdice e la corrente si annulla. La tensione su C resta costante, fino a che non viene innescato S, nell'istante tm, per mezzo di un impulso positivo proveniente dal modulatore di fase. Nell'intervallo tm - t3, il circuito viene parzialmente scaricato a causa della corrente I negativa, che ora va all'alimentatore attraversando S. In t3 ha inizio la fase di ritorno, Vc viene annullata e, quindi, S conduce fino a che I non rovescia il suo verso (divenendo positiva) attraversando, questa volta, D e riprendendo così il ciclo dall'inizio.

Vediamo ora come si modifica la situazione di fronte ad un aumento della tensione di alimentazione E (curva a tratteggio di Fig. 9.23). In questo caso, l'impulso d'innesco di S viene anticipato e, perciò, incrementato l'intervallo tm - t3' *(tempo di recupero),* in corrispondenza al quale si ha il travaso di energia dal circuito all'alimentatore. Se l'anticipo è corretto, la quantità di energia accumulata da Lc nell'istante t8 è esattamente uguale a quella del caso di tensione di alimentazione di valore nominale: ciò si manifesta in ambedue le situazioni con identico valore di Vc nell'istante t3. Al contrario, se si verifica un abbassamento di tensione di alimentazione E, l'istante tm viene ritardato, così si riducono sia l'intervallo di conduzione di S (tm - t3') che la quantità di energia resa dal circuito all'alimentatore. Nell'istante t3 la tensione Vc ha ancora il va-

lore dei casi precedenti. In realtà, per stabilire il corretto valore del ritardo d'innesco di S, si ricorre alla "misura" dell'impulso, di fly-back presente su un secondario del trasformatore di riga. Ciò permette una stabilizzazione del funzionamento anche di fronte a variazioni di carico dello stadio finale (ad esempio cambiamenti di luminosità).

In Fig. 9.25 è riportato lo schema elettrico di un circuito modulatore per la formazione degli impulsi di comando del tiristore S per la regolazione del tempo di recupero, che nella figura, è indicato con Th 451.

Il principio di funzionamento del modulatore può essere compreso più facilmente facendo ricorso alla Fig. 9.24, che ne riporta una versione semplificata.

Per la formazione dell'impulso di comando del tiristore Th 451 si ricorre al transistor T 452 che, normalmente interdetto, viene portato in conduzione dalla tensione in arrivo dal punto A, non appena viene superata quella di soglia di 0,6 V. Questa tensione è il risultato della sovrapposizione in A di un'onda a dente di sega, di ampiezza costante, con una tensione continua, disponibile sul

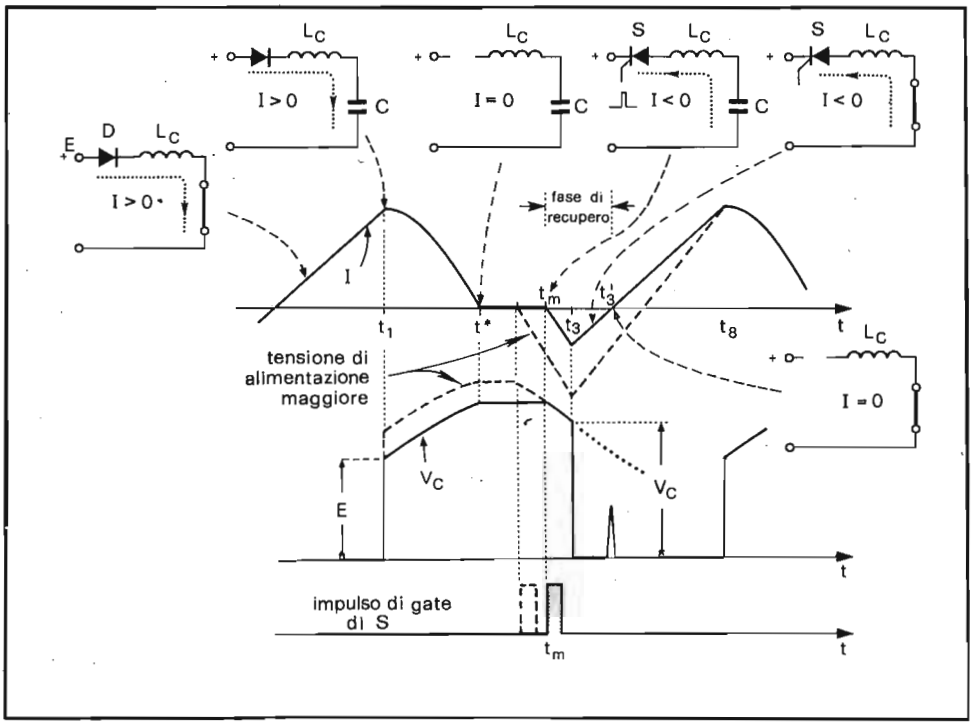


Fig. 9.23 - Andamenti della corrente erogata dall'alimentatore, della tensione sulla capacità equivalente C e dell'impulso di gate del tiristore S che regola la corrente di ritorno all'alimentatore.

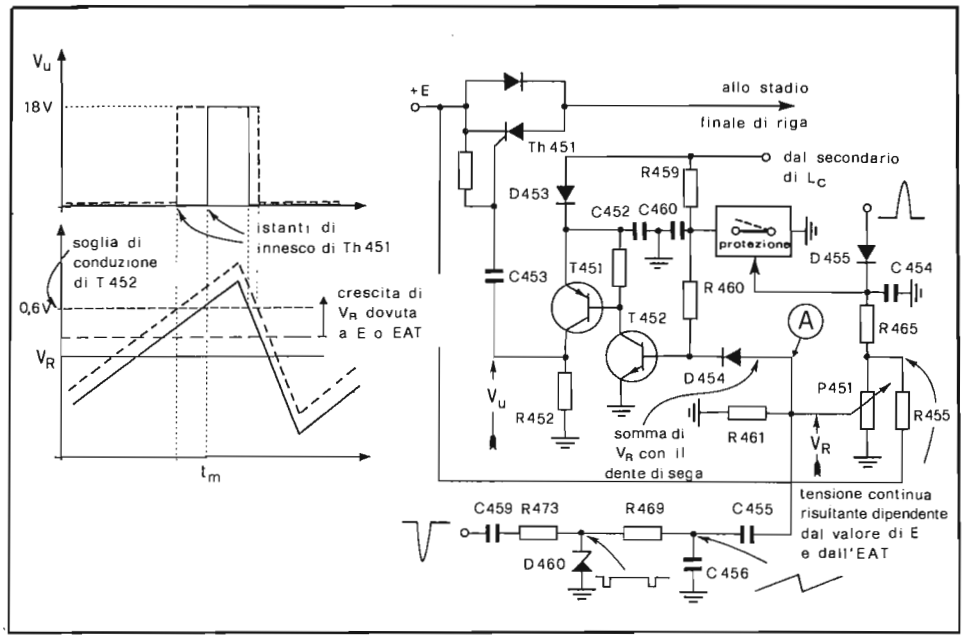


Fig. 9.24 - Principio di funzionamento del modulatore per la produzione dell'impulso di gate del tiristore che controlla la corrente di ritorno.

cursore di P 451, ottenuta sommando per mezzo di R 455 una frazione della tensione di alimentazione (E) con quella ottenuta rettificando gli impulsi di fly-back positivi tramite D 455. Il segnale risultante sulla base di T 452 è perciò un'onda a dente di sega, di ampiezza costante, a cavallo di una tensione continua variabile in funzione del valore dell'EAT (impulso di fly-back) e di quello della rete rettificata. L'effetto dell'aumento di questa tensione continua è un anticipo dell'istante di conduzione di T 452 cioè di T 451, ovvero di Th 451. Come detto in precedenza, ad un anticipo dell'innesco del tiristore corrisponde una maggior quantità di energia resa dal circuito all'alimentatore, nella fase di recupero, ovvero una riduzione dell'energia disponibile all'inizio della ritraccia rispetto al caso di mancanza di regolazione.

Passiamo ora ai dettagli. Un impulso di fly-back negativo (55 Vpp), proveniente dal trasformatore di riga, entra nella scheda attraverso il contatto I 8; qui esso viene dapprima squadrato dal diodo Zener D 460, risultando positivo con un'ampiezza di 22 V, e, quindi, integrato da R 469 - C 456 che lo trasforma in una tensione a dente di sega di circa 1,5 Vpp. Il segnale così ottenuto è inoltrato alla base di T 452 per mezzo di C 455 e D 454. Alla stessa base perviene anche la tensione positiva presente sul cursore del potenziometro P 451, ridotta in ampiezza dal diodo Zener D 456, e filtrata da R 474 - C 461. All'estremo superiore di P 451 si sommano una frazione della tensione di alimentazione e

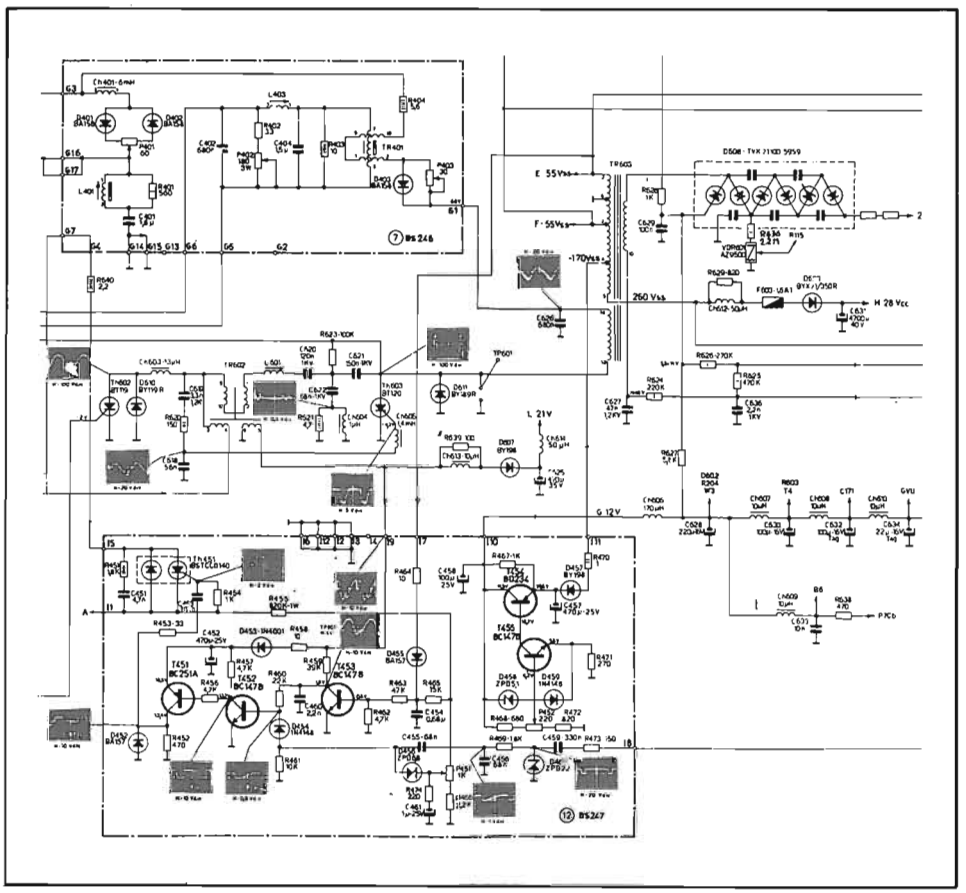


Fig. 9.25 - Schema elettrico completo dello stadio di deflessione di riga a tiristori con circuito di stabilizzazione che controlla la corrente di ritorno (Rex).

una parte della tensione positiva, presente ai capi di C 454, ottenuta per rettificazione degli impulsi di fly-back positivi, provenienti dal trasformatore di riga (piedino 17), per mezzo di D 455 (la prima determinata da R 455 e la seconda da R 465). La tensione positiva presente ai capi di C 454 è tale da saturare T 453 che, perciò, chiude a massa l'estremo superiore, di R 460. In questo modo la conduzione di T 452 è determinata unicamente dalle tensioni continua e a dente di sega, sovrapposte, che pervengono alla sua base passando attraverso D 454. La conduzione di T 452, possibile solo quando la tensione risultante sulla base supera il valore di soglia di 0,6 V, determina un abbassamento della tensione di collettore e ciò decreta la saturazione di T 451. Sul collettore di quest'ultimo si rende così disponibile un impulso positivo che viene inviato, per mezzo di R 453 e C 453, al gate di Th 451.

Sul modo di funzionare del modulare d'impulsi si è già detto piú sopra.

Veniamo ora alle protezioni previste nel dispositivo. Per evitare che, nel caso di corto circuito sull'EAT o sul tiristore di andata dello stadio di deflessione, il circuito, non ricevendo gli impulsi di fly-back, mantenga interdetto Th 451, si provvede alla saturazione quasi permanente di Th 452. Ciò è possibile perché la tensione oscillante presente al secondario della bobina di carica Lc, rettificata da D 453, è sufficiente ad alimentare T 451 e T 452 e, per mezzo di R 459 - R 460, a mantenere saturo T 452 per un lungo intervallo di tempo. In questo caso, infatti, venendo a mancare gli impulsi di fly-back, risulta interdetto T 453 e, quindi, scollegata da massa R 460. La tensione presente sul collettore di T 451, quindi quella applicata al gate di Th 451, risulta così notevolmente allargata e ciò garantisce un lungo intervallo di conduzione del tiristore, il quale provvede a rinviare all'alimentatore una notevole quantità di energia che, altrimenti, danneggerebbe gli elementi attivi del circuito di deflessione.

Sulla stessa scheda trova posto uno stabilizzatore di tipo serie, che fornisce una tensione costante di 12 V, ottenuta rettificando durante l'andata gli impulsi negativi di fly-back, entranti al contatto i 11.

CAPITOLO DECIMO

L'EAT ed i circuiti di convergenza dinamica

10.1. - Introduzione

Già nei capitoli quarto e quinto, trattando dei cinescopi con cannoni a delta e con fasci in linea, si è vista la necessità di disporre di una sorgente di EAT in grado di fornire una tensione di 25 kV e una corrente di qualche mA, per provvedere all'accelerazione degli elettroni dei tre fascetti, ovvero per illuminare lo schermo del cinescopio; ivi è stato anche introdotto (e per il tipo PIL risolto) il problema della correzione degli errori di convergenza dinamica.

Nel presente capitolo, dopo l'analisi del funzionamento del triplicatore di tensione usato per la generazione dell'EAT, ampio spazio verrà dedicato ai circuiti per la convergenza dei fascetti, per la correzione del raster nelle due direzioni di deflessione e per la centratura dell'immagine, nel caso di cinescopi a 110°, sia con cannoni a delta che complanari. Per quest'ultimo caso viene riportato anche lo studio di una nuovissima tecnica *(SSDV),* della quale si è appena accennato nel capitolo nono, che realizza contemporaneamente la deflessione verticale e la correzione E-O del raster.

10.2. - Generazione dell'EAT

Per il funzionamento del cinescopio a colori è necessaria una *extra alta tensione* (EAT) di circa 25 kV. La sorgente di alta tensione deve poter fornire una corrente di circa 1,5 mA; inoltre, per motivi di stabilità di convergenza, le variazioni di EAT, che si manifestano tra bassi ed alti livelli di luminosità, non devono superare il 4% rispetto al valore nominale (generalmente 25 kV). Ciò significa che la resistenza interna massima, che può presentare il generatore di EAT, è di circa 1 Mohm. Il valore così elevato dell'EAT richiesta dal cinescopio ha

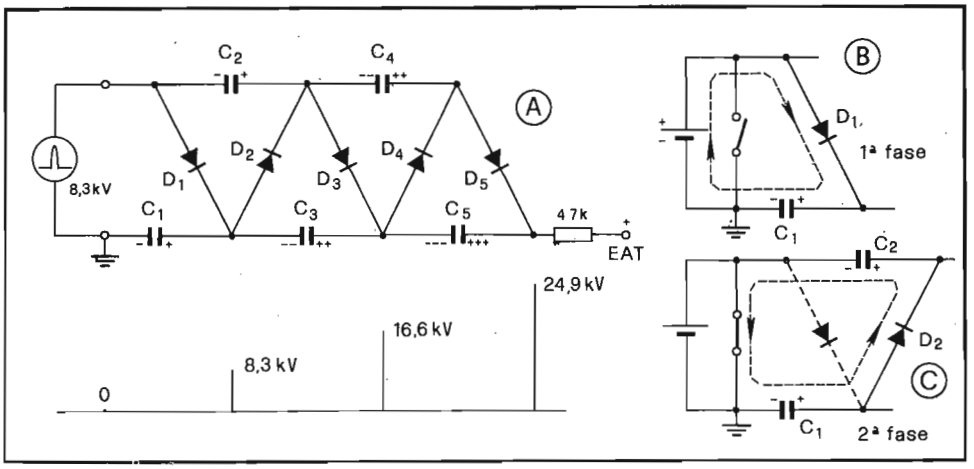


Fig. 10.1 - Principio di funzionamento del triplicatore di tensione per la produzione dell'EAT.

creato notevoli problemi di isolamento per la sua generazione, giacché i metodi tradizionali usati nei ricevitori in bianco e nero, che facevano uso di un avvolgimento sul trasformatore di riga assieme ad un raddrizzatore al selenio o al silicio, non potevano essere impiegati se non a scapito dell'affidabilità. Sono stati così riscoperti i moltiplicatori di tensione che, utilizzando delle cascate di diodi e condensatori, permettono di moltiplicare il valore della tensione d'ingresso. Nel caso della televisione a colori si sono diffusi i triplicatori di tensione che fanno uso di 5 rettificatori al selenio o al silicio e 5 condensatori per alta tensione. Risulta così possibile trasformare un impulso di ritorno di riga, con un'ampiezza di 8,3 kV, in una tensione continua di circa 25 kV.

In Fig. 10.1 è riportato lo schema semplificato del triplicatore usato in televisione a colori. Il funzionamento è il seguente: l'impulso positivo di fly-back è applicato nella fase iniziale alla serie D 1 - C 1. Il diodo, in fase di conduzione, carica a 8,3 kV con le polarità indicate in Fig. 10.1 B il condensatore C 1. Quando la tensione d'ingresso si annulla, D 1 risulta interdetto mentre D 2 conduce, caricando C 2 a 8,3 kV, con le polarità indicate. Nella fase successiva, D 1 diviene nuovamente conduttore e ricarica C 1 (Fig. 10.1 C). Contemporaneamente C 2 viene collegato in parallelo a C 3, essendo D 1 e D 3 conduttori, e lo carica a 8,3 kV. Di nuovo la tensione d'ingresso si annulla: C 1 ricarica C 2 per mezzo di D 2 e altrettanto fa C 3 per C 4, essendo ora conduttori D 2 e D 4. Con il successivo impulso di fly-back, la conduzione di D 3 e D 5 produce la carica di C 5: complessivamente, tra il punto P e massa è disponibile una tensione continua di 24,9 kV, ottenuta per triplicazione dell'impulso di fly-back di 8,3 kV.

Riassumendo, durante la presenza degli impulsi di fly-back vengono resi conduttori i diodi dispari e, quindi, caricati i condensatori pure dispari; nella fa-

se di annullamento della tensione d'entrata, tale carica viene trasferita ai condensatori di indice pari per mezzo della conduzione dei diodi pari.

In Fig. 10.2 è riportato lo schema elettrico del generatore di EAT, utilizzato nei televisori Grundig, che fa uso del triplicatore descritto. Un sesto diodo (D), collegato all'ingresso del moltiplicatore, taglia la parte negativa dell'impulso di alta tensione (cioè quella che si presenta durante l'andata), caricando positivamente il condensatore C ad una tensione di circa 700-800 V. Questa tensione viene utilizzata per alimentare le griglie schermo del cinescopio tricromico. Alle stesse giungono anche gli impulsi negativi di fly-back di riga per la cancellazione dei ritorni. La tensione regolabile per l'elettrodo di focalizzazione (circa 5 kV) viene prelevata ai capi del primo condensatore e applicata ad un potenziometro VDR, sul cui cursore viene prelevata la tensione da inviare all'anodo focalizzatore. La VDR ha la funzione di stabilizzare la tensione rettificata, venendo a presentare al primo condensatore del triplicatore un carico crescente all'aumentare di tale tensione.

Il triplicatore di tensione è collegato a massa, all'estremo cui fa capo C 1 (Fig. 10.1), attraverso una resistenza di 680 ohm connessa in parallelo ad un diodo. La corrente del cinescopio, che ritorna dalla massa al triplicatore, attra-

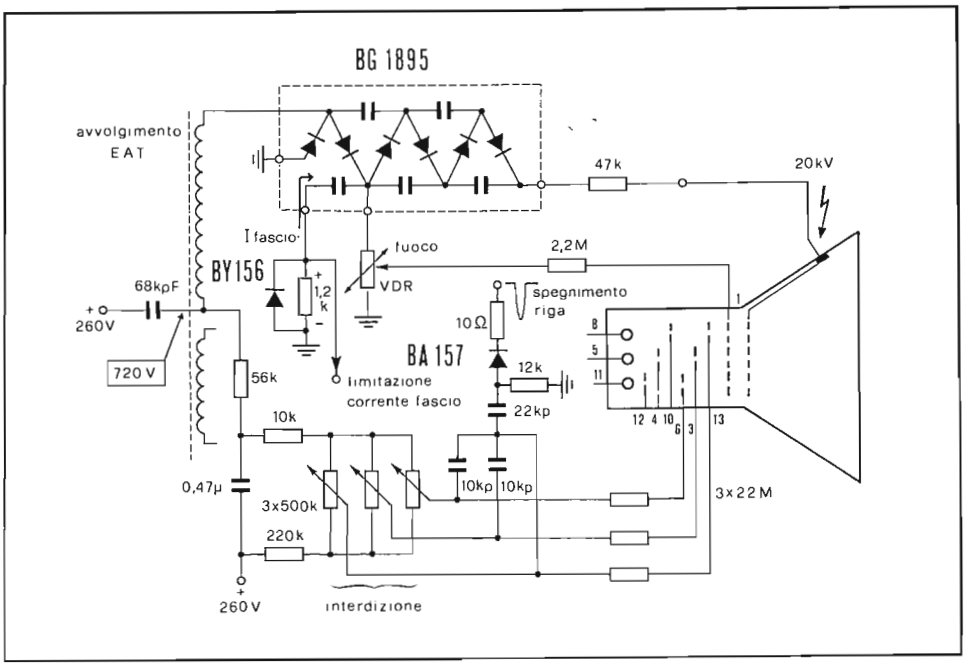


Fig. 10.2 - Circuito pratico per la produzione dell'EAT e delle AT ausiliarie di polarizzazione del cinescopio (Grundig).

versa tale resistenza e determina una caduta di tensione proporzionale alla corrente del raggio. Questa tensione viene quindi inoltrata al circuito di limitazione della corrente del fascio, che attua una riduzione dell'ampiezza del segnale video per mezzo di una diminuzione del contrasto, qualora venga superato un certo livello di soglia, corrispondente ad un determinato valore massimo della corrente dei fasci. Per evitare che l'intervento venga effettuato anche nel caso di zone bianche di limitata estensione, si introduce un filtro passa-basso tra il triplicatore ed il circuito limitatore.

In altri casi, alla tensione continua di focalizzazione del cinescopio, ne viene sovrapposta un'altra con andamento parabolico prelevata dal trasformatore di focalizzazione (700-800 Vpp); si raggiunge così l'obiettivo di una perfetta messa a fuoco su tutto lo schermo per mezzo di un controllo dinamico della tensione di focalizzazione.

Affinché non si manifestino errori di convergenza, l'EAT nei televisori a colori dovrebbe rimanere quasi costante, malgrado sussistano fluttuazioni della corrente di raggio (zero per i punti neri e 1,3 mA per quelli bianchi) e variazione della tensione di alimentazione. Ciò è possibile quando la resistenza interna dinamica del generatore di EAT, come si è detto all'inizio del paragrafo, non supera 1 Mohm. In realtà, se teniamo conto che tale resistenza è la somma di quella propria del triplicatore di tensione (circa 0,5 Mohm) con quella presentata dal trasformatore di riga "visto" dal lato avvolgimento di EAT (normalmente dell'ordine di 1 Mohm) si trova un valore superiore al limite massimo tollerabile. Per questo motivo, risulta indispensabile ricorrere a sistemi di stabilizzazione che possono assumere configurazioni circuitali anche molto diverse, ma che hanno quale obiettivo comune quello di ridurre la resistenza interna della sorgente di EAT.

Nei primi ricevitori si ricorreva alla disposizione in parallelo al carico, rappresentato dal cinescopio, di un triodo che assorbiva la corrente non richiesta da quest'ultimo, in modo tale da presentare al trasformatore un carico costante. Successivamente sono stati sviluppati sistemi che modificano la tensione di alimentazione dello stadio finale di riga e, quindi, l'ampiezza della corrente di deflessione in senso inverso a quella di variazione dell'EAT. Questa tecnica, adottata frequentemente nei ricevitori equipaggiati con transistor nello stadio finale di riga, consiste nell'alimentare il circuito di collettore con una tensione prelevata dall'alimentatore e quello di emettitore per mezzo della tensione ottenuta tramite rettificazione dei picchi presenti durante i ritorni di riga. In questo modo, al crescere dell'EAT crescono pure tali picchi e, quindi, il potenziale di emettitore del transistor; venendo in tal modo a ridursi la tensione applicata al transistor e di conseguenza al circuito di deflessione, calano la corrente e quindi l'ampiezza dei picchi di fly-back.

In altri casi viene disposta, in serie di circuito di alimentazione dello stadio finale di riga, una resistenza di basso valore che determina una caduta di tensione proporzionale alla corrente assorbita. In questo modo, al crescere della luminosità ed al conseguente calo dell'EAT per effetto dell'elevata resistenza in-

terna della sorgente, fa riscontro una crescita della corrente assorbita dallo stadio e, quindi, una riduzione della tensione di alimentazione dello stesso. Il primo effetto è un aumento delle dimensioni dell'immagine, poiché il fascetto di elettroni all'interno del cinescopio è ora deflesso più facilmente; il secondo una riduzione della corrente di deflessione con conseguente restringimento dell'immagine. I due effetti essendo contrari possono compensarsi.

Alcune volte la tensione presente sul ramo resistivo di chiusura a massa del triplicatore di tensione, che fornisce con il suo valore una precisa indicazione dell'intensità della corrente del fascio, viene inviata al circuito attivo per la correzione E-O (di cui si dirà più avanti). Questa tensione fa decrescere l'ampiezza della corrente di deflessione di riga e, quindi, la larghezza del quadro in corrispondenza a parti molto luminose, contrastando così l'effetto di "pompaggio" dell'immagine conseguente all'eccessivo valore della resistenza interna della sorgente di EAT.

La tecnica di regolazione nel caso di circuito di deflessione di riga a tiristori, come si è detto nel capitolo nono, è sostanzialmente diverso. In questo caso si è visto che l'ampiezza della corrente di deflessione dipende dall'energia che l'alimentatore fornisce al circuito durante i ritorni di riga. Si ricorre allora al dosaggio di questa energia in funzione dell'ampiezza degli impulsi di fly-back. Un diodo rettifica tali impulsi e la tensione continua risultante, assieme ad una frazione prelevata dall'alimentatore, va a pilotare la base di un transistor la cui corrente di collettore regola la premagnetizzazione di un trasduttore magnetico, modificandone il valore di induttanza (Fig. 10.3). Conseguenza di ciò è una variazione della frequenza di risonanza del circuito di deflessione, in senso tale che l'energia presente all'inizio del ritorno risulti maggiore nel caso di abbassamento dell'EAT o della tensione di alimentazione.

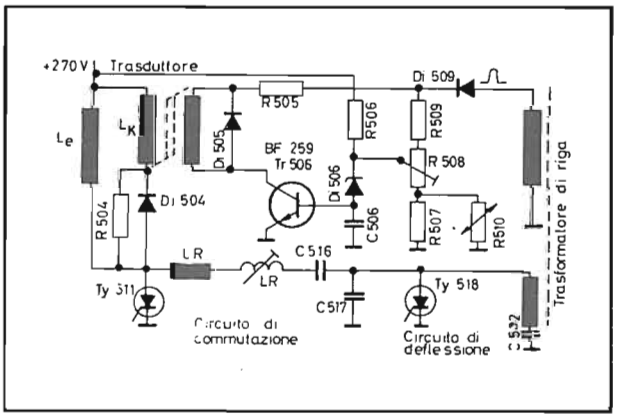


Fig. 10.3 - Semplice circuito di stabilizzazione dell'EAT contro le variazioni della tensione di alimentazione e della corrente di fascio (Grundig).

10.3. - Centratura dell'immagine

La centratura dell'immagine sullo schermo del cinescopio a colori non può avvenire per mezzo di magneti anulari, come nel caso dei ricevitori in b/n, dato che essi servono a regolare la purezza cromatica. Si ricorre perciò alla produzione di due campi magnetici statici, verticale e orizzontale, che si sovrappongono a quelli a dente di sega, necessari alla deflessione. La tecnica consiste dunque nel produrre una corrente continua da sovrapporre a quella di deflessione entro le bobine del giogo.

Vediamo dapprima il caso della centratura orizzontale, facendo riferimento alla Fig. 10.4. La serie costituita dalla bobina orizzontale del giogo, dalla bobina di linearità e dal condensatore C 358 per la correzione ad "esse", è collegata tra i morsetti *a* ed *m* del trasformatore di riga. Ai capi del condensatore C 358 è applicata la tensione continua ottenuta rettificando gli impulsi tra i punti *i* e *k* del trasformatore di riga. Questa tensione può essere positiva, negativa o nulla a seconda della posizione del cursore di R 537 rispetto alla presa centrale dello stesso potenziometro. Tale tensione, applicata al condensatore C 358 fa circolare una corrente continua nella maglia di deflessione. A seconda del verso di circolazione di questa corrente, verrà a formarsi un campo magnetico che potrà avere le polarità indicate nei due casi della figura. La regolazione di R 537 determina perciò lo spostamento dell'immagine nei due versi, in senso orizzontale.

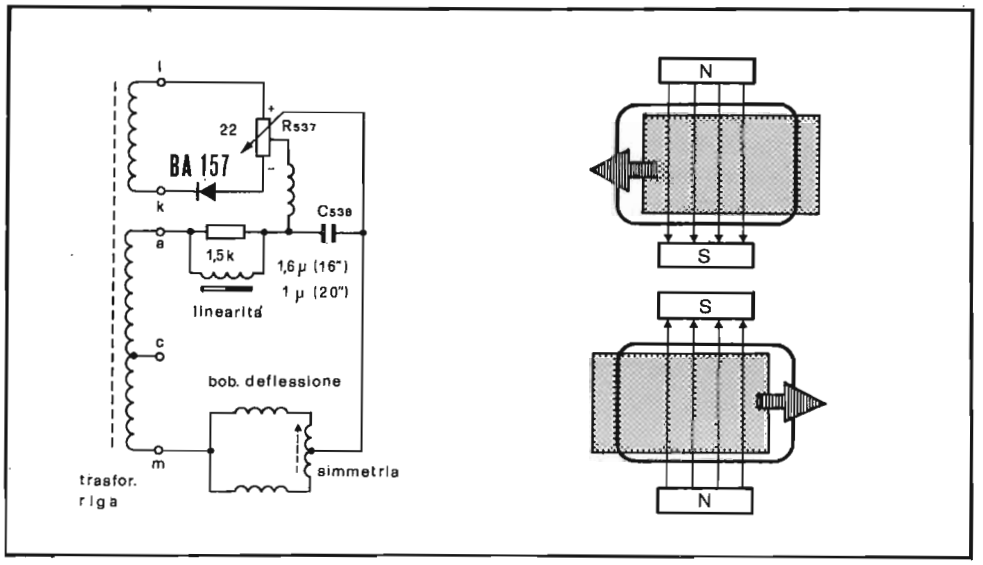


Fig. 10.4 - Centratura dell'immagine in senso orizzontale per mezzo di un campo statico sovrapposto a quello di deflessione (Grundig).

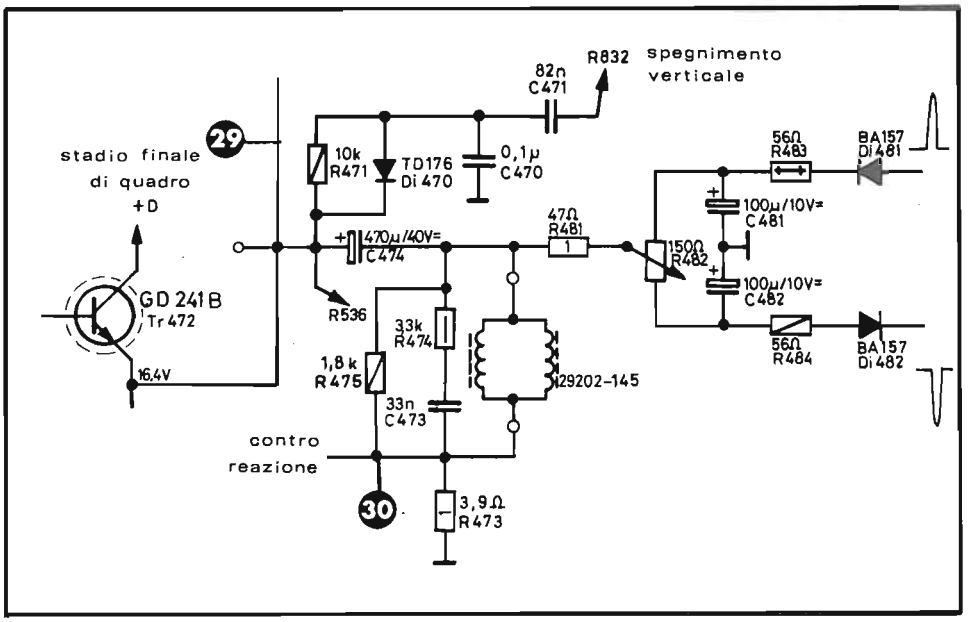


Fig. 10.5 - Centratura dell'immagine in senso verticale per mezzo di un campo statico sovrapposto a quello di deflessione (Grundig).

In modo del tutto analogo viene realizzata la centratura dell'immagine in senso verticale. In questo caso si fa circolare una corrente continua entro la bobina di deflessione di quadro, in modo da produrre un campo magnetico statico con linee di forza orizzontali. Tale corrente viene prodotta rettificando ancora gli impulsi di ritorno di riga, come nel caso riportato in Fig. 10.5, oppure prelevandola direttamente dall'alimentatore. Nel circuito di figura i due diodi Di 481 e Di 482 rettificano, rispettivamente, gli impulsi positivi e negativi di flyback di riga, caricando con tensioni uguali, ma di segno opposto, i due condensatori C 481 e C 482. La tensione presente tra cursore e massa di R 482, che può assumere valori positivi o negativi, viene applicata attraverso R 481 alle bobine del giogo e produce il desiderato campo statico. Ruotando il potenziometro R 482 si otterrà perciò lo spostamento verticale dell'immagine.

10.4. - Correzione del raster

A causa dei diversi centri di curvatura dello schermo e di deflessione del cinescopio, così come già visto per i televisori in bianco e nero, anche per quelli a colori si ha una deformazione del raster in senso orizzontale e verticale che, per la sua forma caratteristica è detta a *cuscino (pincuschion)*. Tale distorsione

si manifesta con rientranze (Fig. 10.6) dell'immagine, che arrivano fino a 2 cm, in corrispondenza alle estremità degli assi orizzontale e verticale. Nei ricevitori monocromatici si è provveduto a compensare tali deformazioni con un'opportuna strutturazione delle bobine di deflessione e facendo uso di magneti di correzione ausiliari disposti a corona attorno al giogo, verso il cinescopio. Questa tecnica non può essere usata in TVC perché produce una perdita di purezza e di focalizzazione dei tre fascetti. Si deve perciò ricorrere ad una correzione elettrica che consiste nel modulare le correnti di deflessione per mezzo di elementi attivi, modulatori a diodo o di trasduttori.

Nei paragrafi seguenti verranno analizzate le soluzioni tecniche più diffuse.

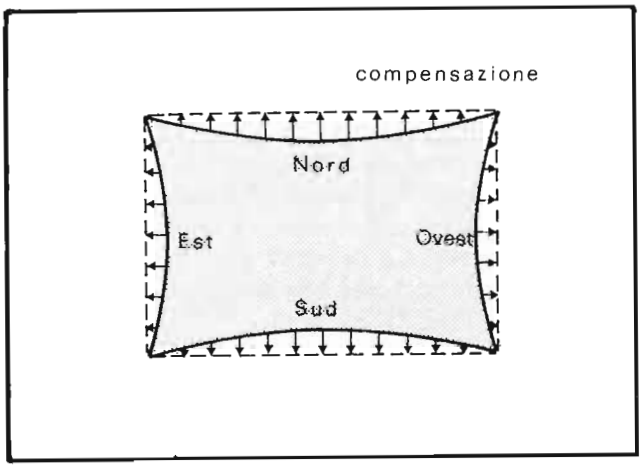


Fig. 10.6 - Deformazione a cuscino del raster: entità e verso della correzione.

10.4.1. - Correzione Est - Ovest a trasduttore

Per correggere la deformazione a cuscino, in senso orizzontale (Est-Ovest), come si deduce dalla Fig. 10.6, si deve aumentare l'ampiezza della corrente di deflessione di riga a mano a mano che ci si avvicina verso il centro. Poiché la deformazione a cuscino è di tipo parabolico, tale dovrà essere pure l'andamento dell'inviluppo della corrente di deflessione di riga per compensare la deformazione (Fig. 10.7).

La modulazione di ampiezza della corrente di deflessione di riga, effettuata con una componente parabolica a frequenza di quadro, può essere attuata per mezzo di un trasduttore. Questo componente, esternamente simile ad un trasformatore, è un circuito magnetico dotato di due avvolgimenti, uno di lavoro e l'altro di eccitazione, nel quale l'induttanza presentata dal primo dipende dal-

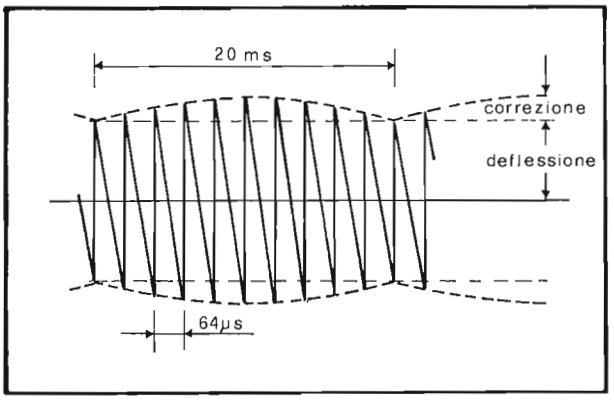


Fig. 10.7 - Modulazione di ampiezza della corrente di deflessione di riga per la correzione Est-Ovest.

la corrente che attraversa il secondo. Questa dipendenza è conseguente al fatto che la permeabilità dei materiali ferromagnetici è legata alla premagnetizzazione e diminuisce avvicinandosi alla saturazione (Fig. 10.8). Nel caso pratico riportato in Fig. 10.9, il trasduttore ha il suo avvolgimento di lavoro collegato in parallelo ad una parte di bobina del trasformatore d'uscita di riga. Sull'avvolgimento di controllo viene inviata una corrente a dente di sega prelevata dallo stadio finale di quadro che, nel caso specifico, è del tipo single-ended, assieme

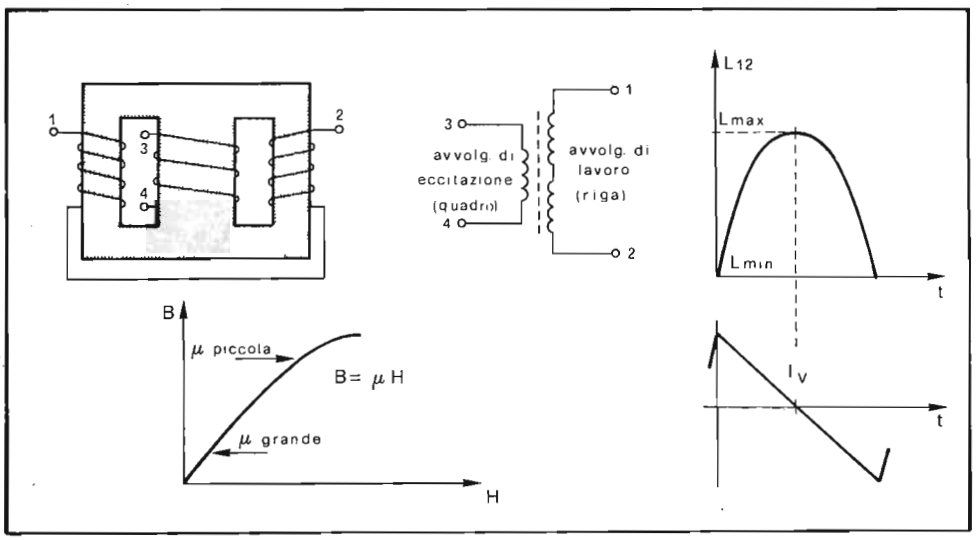


Fig. 10.8 - Trasduttore per la modulazione della corrente di deflessione: principio di funzionamento.

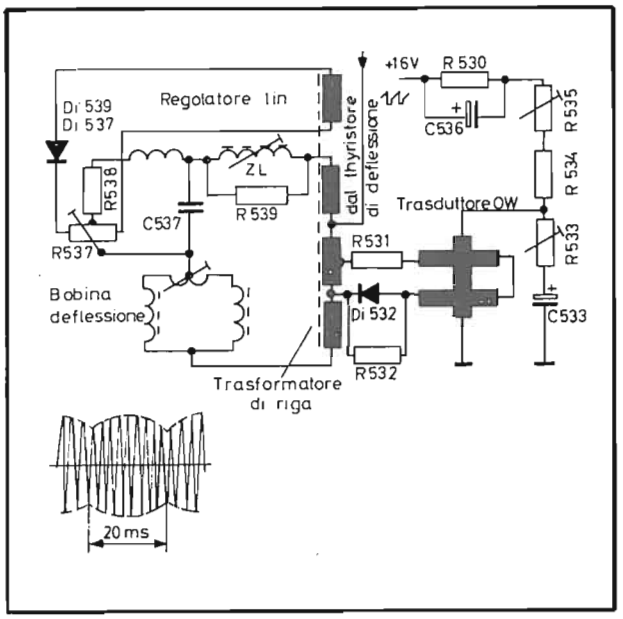


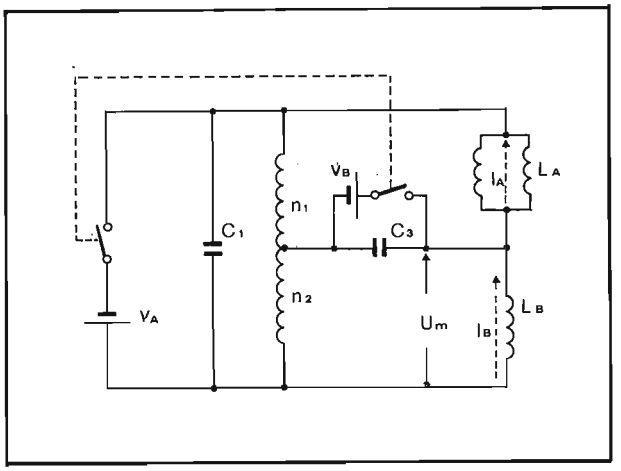
Fig. 10.9 - Correzione E-O attuata con l'uso di un trasduttore (Grundig).

ad una componente continua di premagnetizzazione. La determinazione del giusto valore di questa corrente (circa 30 mA) avviene per mezzo di R 530. Il gruppo R 533 - C 533 introduce una componente parabolica di correzione, il cui valore può essere modificato agendo su R 533. Tale regolazione ha l'effetto di spostare il minimo di modulazione in senso verticale e, quindi, correggere un'eventuale distorsione a trapezio in senso verticale. L'avvolgimento di lavoro del trasduttore è applicato in parallelo ad una parte del trasformatore di riga. Il suo effetto è di sottrarre energia al circuito di deflessione in misura determinata dal valore di induttanza presentato. Quest'ultimo, per quanto visto, essendo massimo al centro e minimo all'estremità, introdurrà una diminuzione della deflessione orizzontale in alto e in basso e un aumento al centro.

10.4.2. - Correzione E-O attiva. Modulatore a diodi

Nei televisori di recente produzione, equipaggiati con cinescopi "in-line", come si è detto, è richiesta solamente la correzione E-O. La restrizione ai lati risulta però più marcata (≈7%) che nel caso dei cinescopi con cannoni a delta, e ciò a causa dell'astigmatismo introdotto nei campi di deflessione per realizzare l'autoconvergenza. Per questo motivo sono stati sviluppati circuiti di modu-

Fig. 10.10 - Principio di funzionamento del modulatore attivo a ponte.



lazione a diodi, pilotati da elementi attivi che, sebbene di funzionamento più complesso, offrono la possibilità di compensare ampi errori di geometria.

Il principio di funzionamento di un tale circuito può essere compreso facendo riferimento alla Fig. 10.10. Una induttanza L_B, nella quale fluisce una corrente a dente di sega I_B, è collegata in serie con l'induttanza del giogo L_A. In tale situazione, se la totale tensione impulsiva V_A è mantenuta costante, ad un aumento di I_B corrisponde una riduzione di I_A e viceversa. Questo controllo può essere effettuato, ad esempio, per mezzo del generatore a dente di sega collegato tra due nodi opposti del ponte. La variazione che si verifica sulla corrente di deflessione non modifica, in condizioni di equilibrio, la tensione totale risultante tra gli altri due nodi opposti e, quindi, le condizioni operative dello stadio finale di riga.

Il principio di funzionamento di un modulatore a diodi è illustrato in Fig. 10.11. Un impulso negativo di 320 Vpp viene inviato alla coppia di diodi e, a causa dei valori notevolmente diversi delle capacità disposte in parallelo ad essi, risulterà presente anche nel punto *M*. Il segnale, rettificato dai due diodi, sarà disponibile, sottoforma di una tensione continua di 36 V, ai capi di C 628. Se ora nel punto *M* facciamo pervenire una tensione continua, ad esempio di 10 V, e supponiamo costante a 36 V la tensione su C 628, dobbiamo ammettere che al diodo Di 627 giunga una tensione impulsiva di ampiezza minore e tale che, rettificata, fornisca 36-10 = 26 V: a ciò corrisponde un impulso di flyback di 230 V. L'ampiezza di quest'ultimo può quindi essere modificata facilmente per mezzo della tensione applicata al punto *M*.

In pratica, il circuito viene realizzato nel modo indicato in Fig. 10.12. Il generatore principale è costituito dall'avvolgimento *o* - *m* del trasformatore di riga che fornisce un impulso di 1300 Vpp. Il circuito di deflessione, in forma sempli-

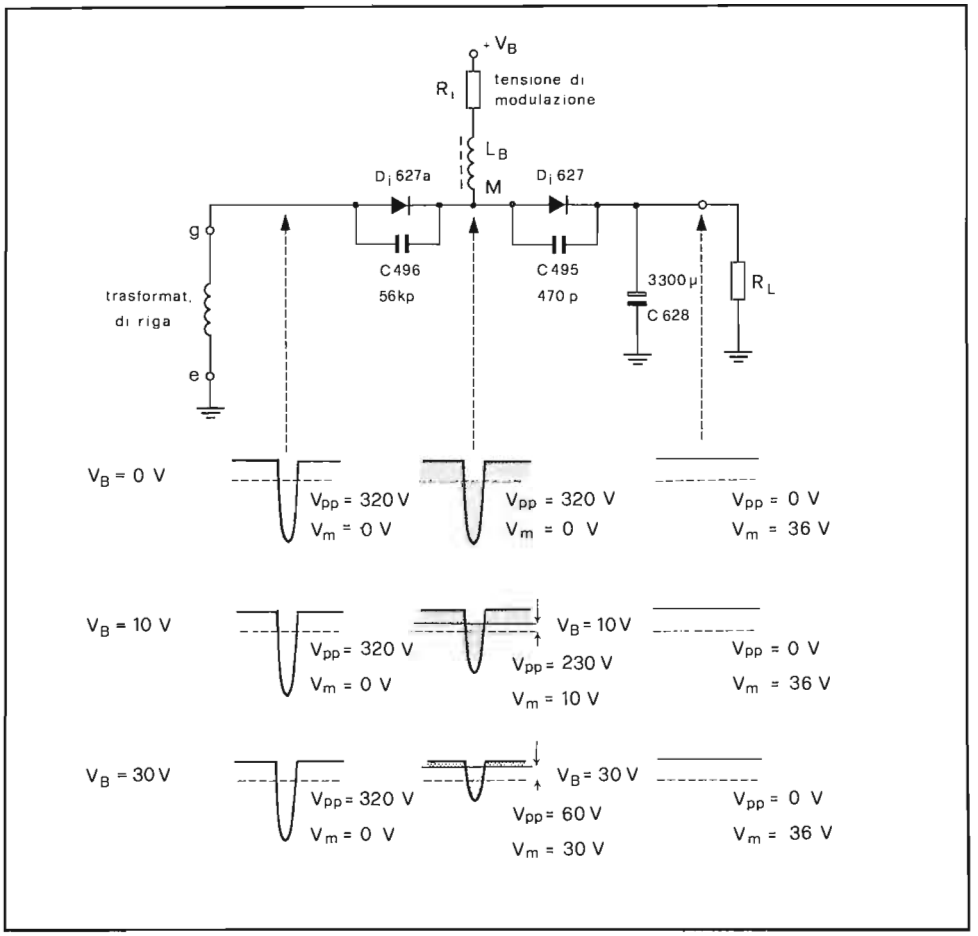


Fig. 10.11 - Principio di funzionamento del modulatore a diodi.

ficata, consta della bobina di deflessione di riga L_A del condensatore C 537, per la correzione ad "esse", e di una bobina addizionale del ponte L_B, attraverso la quale viene accoppiato il generatore di modulazione. Gli impulsi di riga (320 Vpp) da modulare vengono prelevati dal secondario *g* - *e* e portati al punto *M* comune di L_A e L_B. Quando la modulazione è nulla, la tensione in *M* è essa stessa nulla e, quindi, al giogo è applicata l'intera tensione impulsiva di 1300 V. In questo caso il raster copre l'intero schermo ma presenta una marcata deformazione a cuscino. Con una tensione al punto *M* di 36 V, il raster si restringe coprendo lo schermo, nel senso della larghezza, solo alle sue estremità

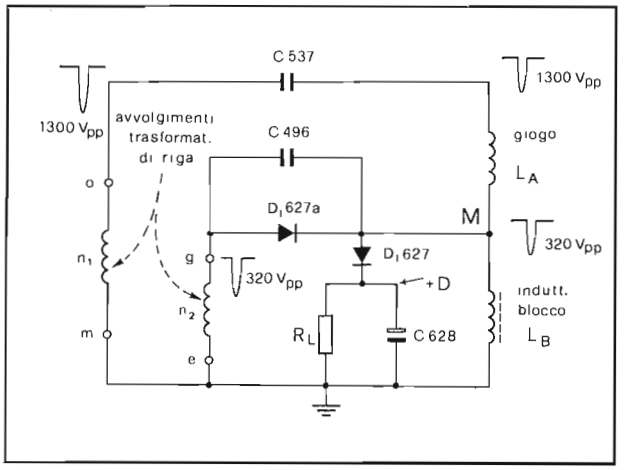


Fig. 10-12 - Realizzazione pratica semplificata del circuito modulatore E-O a diodi.

superiore e inferiore. Allora, se durante la deflessione di quadro, la tensione al punto *M* varia con legge parabolica assumendo il valore massimo alle estremità e minimo al centro, in corrispondenza varia l'ampiezza degli impulsi di fly-back e altrettanto fa l'ampiezza della corrente di deflessione a dente di sega, realizzando così la voluta correzione E-O.

Il modulatore a diodi, per funzionare correttamente, richiede che siano soddisfatte alcune condizioni. Una, molto importante, è che i tempi di ritorno del generatore principale e secondario siano coincidenti; a tal fine il circuito del generatore ausiliario (avvolgimento *e-g*, C 496 e L_B) viene accordato, con un'opportuna scelta di C 496, sulla frequenza di ritorno di riga. Un'altra condizione è che il ponte di Fig. 10.10 risulti in equilibrio: solo così, infatti, la modulazione non influisce sul funzionamento dello stadio finale di riga. Questa condizione è soddisfatta se risulta:

$$L_A/L_B = n_1/n_2$$

e a ciò si provvede rendendo variabile L_B.

La tensione di controllo V_B, modulata a frequenza di quadro, proviene da un circuito che comprende un integratore, per la formazione della componente parabolica, e uno stadio di potenza, che spesso consta di un Darlington integrato (quale ad es. il BD 677) collegato come emitter - follower, alla cui uscita è disponibile la parabola di correzione, su una bassa resistenza interna, che viene applicata alla bobina del ponte L_B.

Analizziamo in dettaglio il funzionamento del circuito di pilotaggio del modulatore a diodi, il cui schema completo è riportato in Fig. 10.13.

Una tensione a dente di sega di circa 4 Vpp viene prelevata ai capi della resi-

stenza R 473 (1 ohm) posta in serie alle bobine verticali del giogo. Questo segnale viene convertito in parabolico per mezzo del circuito *trasformatore di tensione* che fa uso del transistor Tr 485 connesso come integratore di Miller. In questo circuito, si attua una reazione tra collettore e base di un transistor per mezzo di una capacità, mentre il segnale d'ingresso è applicato alla base tramite una resistenza. Con questa disposizione il segnale d'uscita risulta corrispondere, con buona approssimazione, a quello d'ingresso integrato. Così, ad un segnale d'entrata rettangolare ne corrisponde uno d'uscita a dente di sega lineare (generatore di rampa), a un segnale a dente di sega lineare ne corrisponde uno di forma parabolica. Questo modo di funzionare viene utilizzato nel circuito in esame allo scopo di trasformare il dente di sega applicato all'ingresso in parabola simmetrica per pilotare i diodi modulatori.

Il circuito di reazione dell'integratore di Miller è formato dai condensatori in serie C 383 - C 384 e dalla resistenza R 482. Tra il punto comune dei due condensatori e massa è inserita la resistenza R 486 che introduce un modesto sfasamento al segnale di reazione, necessario per assicurare la simmetria della parabola. Per assicurare una precisa compensazione delle tolleranze costruttive, è stato inserito il potenziometro R 487 che, regolando il guadagno dello stadio integratore, assicura un andamento parabolico ottimale della tensione d'uscita.

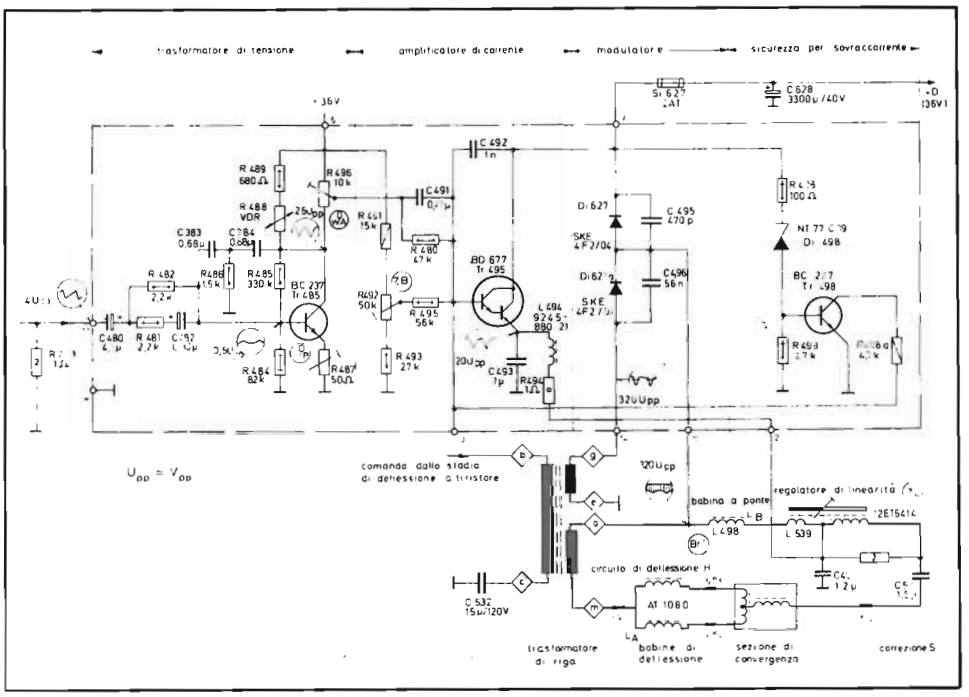
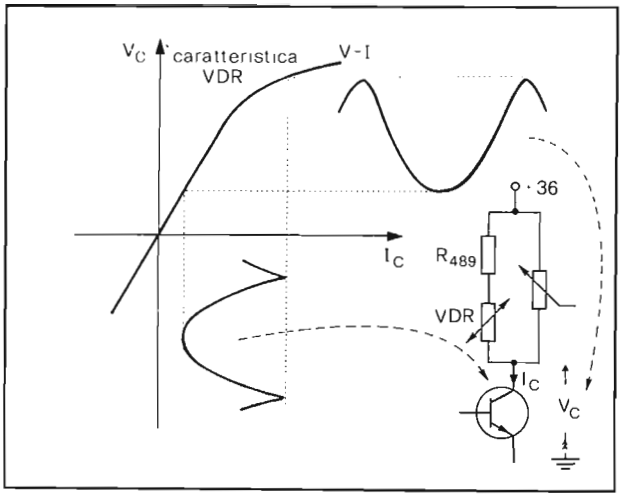


Fig. 10.13 - Circuito elettrico completo dello stadio modulatore E-O a diodi (Grundig).

Fig. 10.14 - Modificazione della tensione parabolica introdotta dalla VDR.



A causa della deformazione ad "esse" già introdotta nello stadio di deflessione orizzontale, si rende necessario contenere l'entità della correzione E-O in corrispondenza delle estremità verticali dello schermo. A ciò provvede la VDR (R 488) che, con il suo comportamento in funzione della tensione applicata, "addolcisce" i picchi della tensione parabolica. Infatti, la resistenza di carico di Tr 485 è formata dal parallelo di R 496 con la serie R 489-R 488; quest'ultima decrescente all'aumentare della corrente circolante Ic (Fig. 10.14). Con questo accorgimento si evita una sovra-compensazione dell'errore a cuscino in senso orizzontale ai bordi esterni che porterebbe ad un ripiegamento verso il centro delle linee verticali.

La tensione parabolica disponibile sul potenziometro R 496 viene inviata alla base del transistor Darlington BD 677, per mezzo del condensatore C 491. Qui essa viene amplificata in potenza e infine applicata, per mezzo della bobina L 494, al modulatore a diodi. In realtà, sovrapposta alla componente parabolica, se ne trova una continua il cui valore determina la larghezza delle immagini. L'entità della tensione continua d'uscita è determinata dalla polarizzazione della base di Tr 495, che può essere modificata per mezzo del potenziometro R 492. Per evitare che regolando la correzione E-O (R 496) si manifestino modificazioni nella larghezza minima dell'immagine, si fa in modo di sommare, alla componente parabolica prelevata sul cursore di R 496, una continua, variabile in modo ad essa proporzionale: a ciò provvede la resistenza R 480 posta in parallelo al condensatore di accoppiamento C 491.

Il circuito descritto è dotato pure di un dispositivo di protezione contro situazioni anomale di carico al punto + D. Se l'assorbimento di corrente è troppo basso, la tensione in tale punto (normalmente 36 V) cresce. Non appena viene

superata la soglia di conduzione del diodo Zener Di498 (39 V), il transistor BC 237 conduce; ciò provoca l'abbassamento della tensione di base del Darlington BD 677 e, quindi, quella di emettitore. La tensione di modulazione viene annullata e così il modulatore risulta escluso. La corrente di deflessione ora attraversa l'induttanza L_B mentre la tensione continua, erogata dai due diodi, è quella che proviene dalla normale rettificazione degli impulsi di fly-back presenti ai capi dell'avvolgimento *e* - *g*. Nel caso più sfavorevole la tensione al punto + D raggiunge il valore di 42 V.

10.4.3. - Stadio di deflessione verticale SSDV con correzione E-O

Si è già detto nel capitolo nono della possibilità di attuare contemporaneamente la deflessione verticale e parte della correzione E-O, sottraendo energia allo stadio finale di riga, durante i ritorni, per mezzo di interruttori statici sincronizzati (*S*yncronous *S*witched *V*ertical *D*eflection).

Il circuito che ci accingiamo a descrivere fa uso di due tiristori (SCR) per controllare il travaso di energia tra lo stadio finale di riga ed il circuito di deflessione verticale e formare così la corrente a dente di sega necessaria alla deflessione. Per realizzare la compensazione del residuo errore a cuscino, nella direzione E-O, si impiegano un interruttore bidirezionale (tiristore - diodo integrati) e un circuito oscillante.

In Fig. 10.15 è riportato lo schema di principio del sistema *SSVD*. La potenza richiesta per la deflessione verticale viene prelevata dallo stadio finale orizzontale attraverso i due avvolgimenti secondari del trasformatore di riga W 1 e

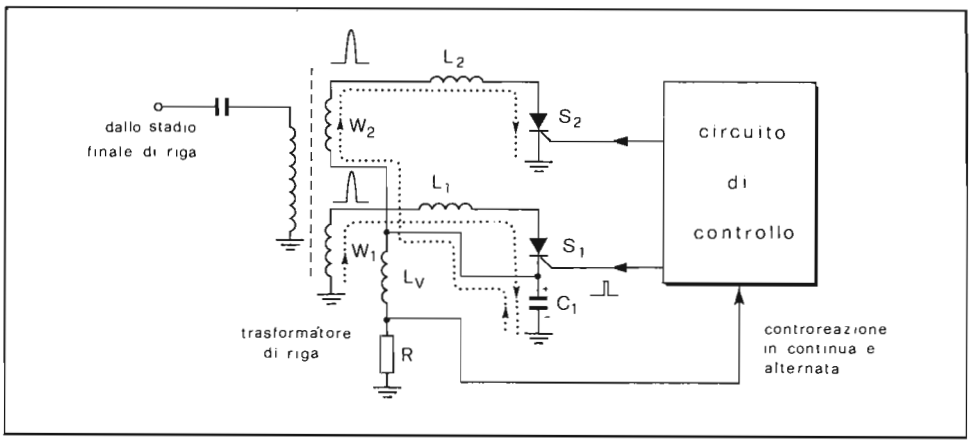


Fig. 10.15 - Schema di principio del sistema di deflessione SSVD.

W 2. Gli impulsi di fly-back, presenti su tali avvolgimenti, sono applicati ai due circuiti risonanti serie L 1 - C 1 e L 2 - C 2 per mezzo dei due tiristori S 1 e S 2. Se supponiamo che S 1 riceva un impulso positivo di trigger al suo elettrodo di gate all'inizio della ritraccia, circolerà una corrente crescente che caricherà progressivamente C 1 con le polarità indicate in figura. Alla fine della ritraccia orizzontale, la tensione ai capi di W 1 si annulla. La corrente attraverso W 1 - L 1 - S 1 - C 1, in questo istante, avrà raggiunto il suo valore massimo e inizierà così a decrescere fino ad annullarsi, decretando con ciò l'interdizione di S 1. La tensione presente ai capi di C 1, nel frattempo, continuerà a crescere fino a raggiungere il massimo valore nell'istante di blocco di S 1: a questo punto, e per tutta la durata di esplorazione di una riga, il condensatore C 1 risulta collegato in parallelo alla serie Lv - R e su questo ramo si scaricherà producendo la richiesta corrente di deflessione.

L'effetto di integrazione, introdotto dall'induttanza del giogo sulla corrente di scarica di C 1, determina la modulazione parabolica a frequenza di riga richiesta per compensare la distorsione a cuscino nel senso verticale (correzione N - S). La caduta di tensione, prodotta dalla corrente a dente di sega nell'attraversare la resistenza R, viene inviata al circuito di controllo attuando con ciò la controreazione necessaria per assicurare l'esattezza dell'istante di innesco dei due interruttori sincroni S 1 ed S 2, ovvero per ottenere la forma desiderata per la corrente di deflessione.

In condizioni operative, la corrente di deflessione durante la prima metà della traccia (positiva) è fornita dall'interruttore S 1 mentre, durante la seconda metà (negativa), essa è prodotta dalla conduzione di S 2. Ciò è possibile ritardando progressivamente l'impulso di comando di S 1 rispetto all'inizio del ritorno di riga (a mano a mano che la traccia si sposta dall'estremità superiore verso il centro dello schermo) e anticipando progressivamente quello di comando di S 2 nella seconda metà della scansione verticale.

La corrente di deflessione è così, in generale, determinata dalla presenza di tre correnti che si chiudono attraverso altrettante maglie che sono W 1 - L 1 - S 1 - C 1, W 2 - L 2 - S 2 - C 1 e W 1 - L 1 - S 1 - W 2 - L 2 - S 2. La prima corrente produce la carica positiva dell'armatura superiore di C 1 mentre la seconda la carica negativamente. Entrambe queste correnti presentano il loro valore massimo alle estremità verticali dello schermo: la prima all'inizio e la seconda alla fine della deflessione.

La terza corrente si ha quando esiste sovrapposizione tra i punti di conduzione dei due tiristori e, in questa ipotesi, essa raggiunge il massimo valore al centro della traccia verticale. La corrente di deflessione è perciò determinata dalla differenza tra le correnti circolanti contemporaneamente entro i due tiristori.

Il trasferimento di energia tra il trasformatore di riga ed il giogo di deflessione orizzontale avviene in tempi diversi. Durante la ritraccia verticale l'energia è immagazzinata in L 1 e L 2 e, quindi, riversata sul condensatore C 1 sotto forma di correnti di carica e scarica, ad un ritmo imposto dalla frequenza di risonanza dei due circuiti oscillanti L 1 - C 1 e L 2 - C 2. Durante la ritraccia in-

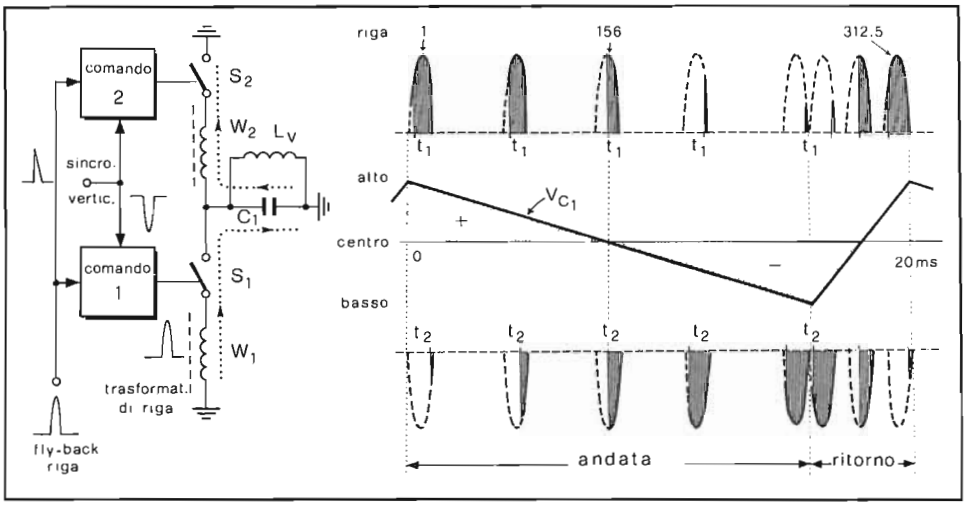


Fig. 10.16 - Andamento delle tensioni applicate ai due tiristori dagli avvolgimenti W 1 e W 2.

vece, la corrente di deflessione è ottenuta per mezzo della scarica di C 1 attraverso gli avvolgimenti del giogo. In questo modo L 1 ed L 2 determinano la corrente effettiva di carica di C 1 e limitano quella comune ai due interruttori S 1 ed S 2.

In Fig. 10.16 è riportato l'andamento delle tensioni applicate ai due tiristori dagli avvolgimenti W 1 e W 2. Le zone tratteggiate rappresentano la fase di conduzione dei due interruttori e, quindi, indicano l'energia che, attraverso essi, giunge al condensatore C 1. La figura si riferisce al caso di funzionamento con carico costante sul trasformatore (perciò senza correzione E-O). Questa situazione appare evidente se si osserva che, per ogni ritorno di riga, la somma delle aree tratteggiate relative alla conduzione dei due tiristori è costante: quindi tale è il carico "visto" dal trasformatore di riga.

Per ottenere una parziale correzione dell'effetto cuscino nella direzione E-O, basterà modificare l'andamento della corrente comune tra i due interruttori, in modo tale che il carico presentato dallo stadio verticale sia maggiore alle estremità della deflessione e minore al centro.

Per un corretto funzionamento dello stadio *SSVD* si richiede la produzione di una opportuna successione di impulsi di innesco da mandare agli elettrodi di gate dei due tiristori. Come si vede nella Fig. 10.16, gli istanti t 1 e t 2 di innesco dei tiristori S 1 ed S 2 dovranno assumere una posizione reciproca molto precisa per assicurare un corretto andamento della corrente di deflessione. Più precisamente, come si può notare, il ritardo di t 1, rispetto all'inizio del ritorno di riga, *cresce* proporzionalmente allo spostamento verticale verso il basso, men-

tre quello di t2 *decresce* con la stessa legge. Questa relazione lineare ritardo - tempo può essere facilmente prodotta in pratica con dei semplici circuiti.

Come si è già detto nel capitolo nono a proposito dello stadio finale di quadro operante in classe D, per produrre degli impulsi di larghezza proporzionale al tempo, basta sommare ad una rampa lineare, corrispondente alla traccia verticale, un'onda con caratteristica pure lineare e frequenza dipendente dalle esigenze specifiche (nel caso in esame quella di riga). Se il segnale risultante viene inviato ad un circuito a soglia (ad esempio un trigger di Schmitt), all'uscita saranno disponibili impulsi con spaziatura variabile in modo lineare nel tempo.

Nel circuito pratico che descriveremo, tale successione di impulsi viene ottenuta sommando un dente di sega a frequenza di quadro con uno a frequenza di riga, e mandando il segnale così ottenuto a pilotare un circuito a soglia. Le stesse operazioni, fatte però con un segnale a dente di sega a frequenza di quadro di fase opposta al precedente, portano alla produzione di una successine di impulsi a ritardo decrescente (Fig. 10.17).

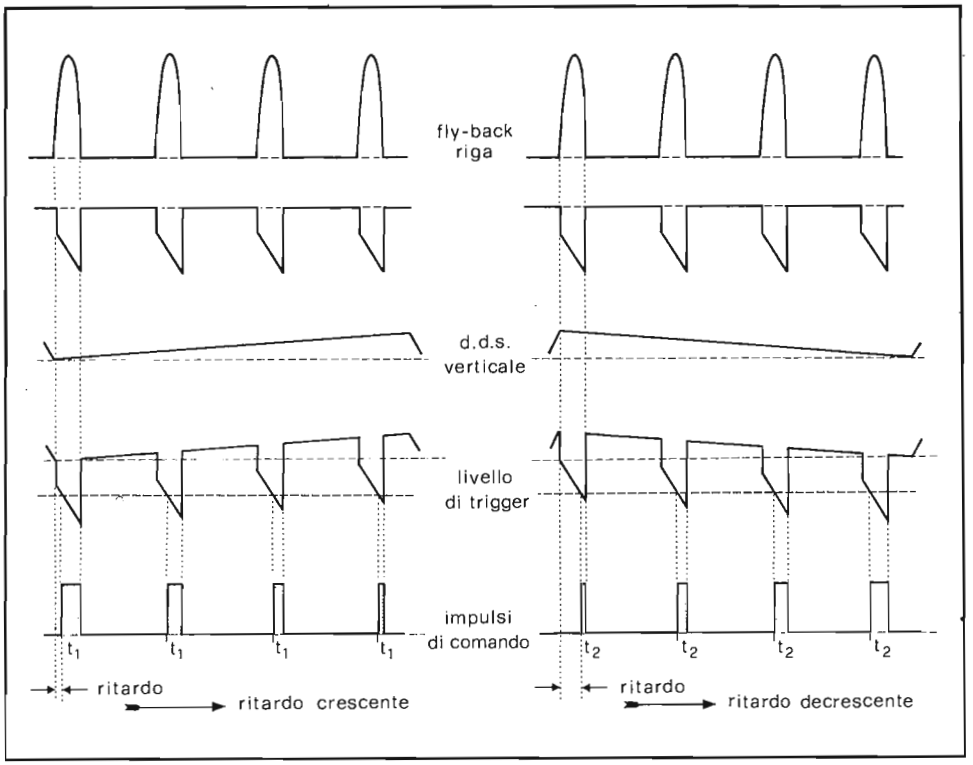


Fig. 10.17 - Formazione degli impulsi di comando a ritardo crescente e decrescente.

Lo schema a blocchi della sezione di deflessione, operante secondo il sistema *SSVD,* è riportato in Fig. 10.18. L'impulso di sincronismo verticale, proveniente dall'integrato TBA 920, viene inviato a sincronizzare l'oscillatore verticale la cui tensione d'uscita è un dente di sega lineare a 50 Hz. Gli impulsi di fly-back di riga vengono squadrati, linearizzati e, quindi, sommati a due denti di sega verticali di fase opposta. I due segnali risultanti sono quindi inviati ad una coppia di circuiti a soglia, operanti nel modo indicato in Fig. 10.17, le cui uscite pilotano due transistors, i cui collettori sono collegati agli elettrodi di gate di altrettanti tiristori (S 1 - S 2).

I diversi blocchi riportati in Fig. 10.18 sono realizzati facendo uso dei transistors *n - p - n* contenuti in quattro circuiti integrati del tipo 85712/13 e di cinque altri transistors discreti, di tipo *p - n - p.*

La correzione E-O consiste nel modificare l'effetto dell'induttanza L sul ramo di deflessione (L_H - L_{in} - L). La corrente di deflessione orizzontale ha infatti un'ampiezza picco a picco che dipende fortemente dal valore di induttanza di tale ramo. La tecnica utilizzata è la seguente: se un'induttanza è interessata contemporaneamente da due correnti uguali ed opposte, la caduta di tensione ai suoi capi è nulla e, quindi, tale il suo effetto. Se invece essa è attraver-

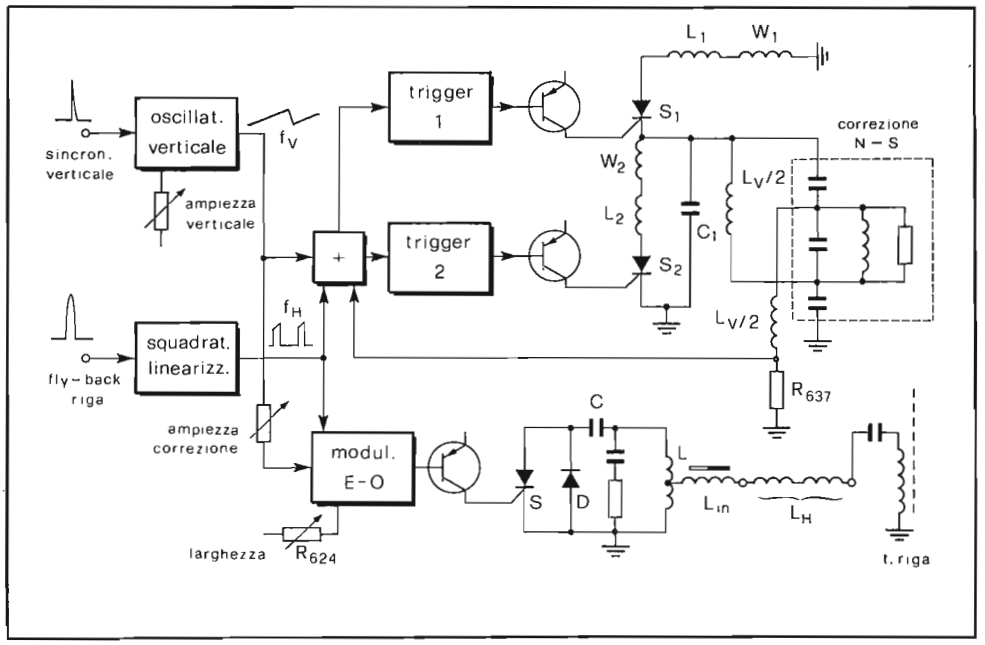


Fig. 10.18 - Schema a blocchi completo dello stadio di deflessione verticale a SCR.

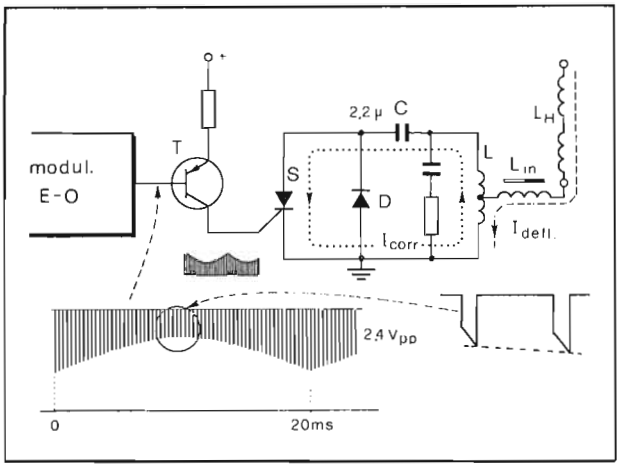


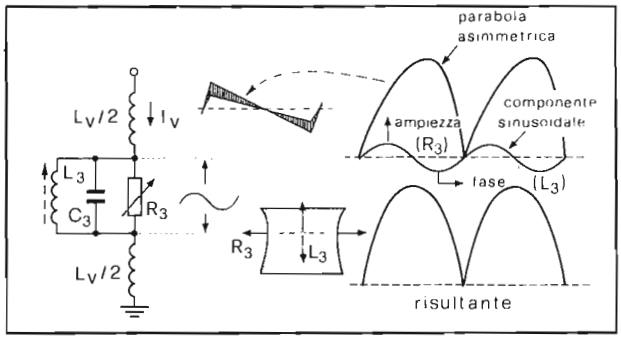
Fig. 10.19 - Circuito semplificato per la correzione E-O attiva attuato per mezzo di una coppia SCR-diodo.

sata secondo versi opposti da due correnti di valori diversi, il suo effetto dipenderà dalla differenza tra le ampiezze istantanee. Nel caso di Fig. 10.18 la metà inferiore di L è attraversata dalla corrente di deflessione. Se, durante la ritraccia orizzontale, S viene innescato da un impulso positivo applicato al gate, inizia a circolare una corrente sinusoidale, in seguito alla oscillazione del circuito C-L, che attraversa S nella semionda positiva e D in quella negativa. Questa corrente, detta di *correzione,* la cui ampiezza dipende dal valore iniziale dell'energia disponibile nel circuito oscillante e, quindi, dall'istante d'innesco di S, attraversa L secondo un verso opposto a quello della corrente di deflessione. A seconda perciò del valore istantaneo delle due correnti si potranno avere effetti completamente diversi. Quando la corrente di correzione, a causa degli sfasamenti introdotti dal circuito oscillante, risulta di ampiezza superiore a quella di deflessione, si ha un allargamento dell'immagine. Al contrario, quando la corrente di correzione risulta inferiore a quella di deflessione, l'effetto di L è di aumentare l'induttanza del ramo di deflessione e, perciò, ne risulta una riga orizzontale più stretta.

Con un'opportuna scelta dei tempi d'innesco di S è così possibile attuare la correzione E-O residua in modo semplice. In pratica gli impulsi di innesco, dovendo essere ritardati all'inizio ed alla fine del quadro e anticipati al centro, vengono formati ricorrendo alla sovrapposizione di impulsi di fly-back di riga, squadrati e linearizzati (come quelli usati per la deflessione verticale), con un'onda parabolica a frequenza di quadro ottenuta per integrazione di un dente di sega di pari frequenza (Fig. 10.19).

La correzione della distorsione in senso verticale (N-S) viene effettuata in modo semplice facendo uso della componente residua a frequenza di riga presente sul dente di sega verticale e dovuta al modo stesso di funzionare del si-

Fig. 10.20 - Correzione Nord-Sud passiva per mezzo di un circuito risonante accordato alla frequenza di riga.



stema *SSVD.* Questa tensione a frequenza di riga, che sul condensatore d'accordo C 1 (Fig. 10.18) assume in prima approssimazione un andamento a dente di sega, viene trasformata in corrente parabolica sovrapposta a quella a dente di sega a frequenza di quadro, per effetto dell'integrazione operata dall'induttanza del giogo. La rimanente correzione nella direzione N-S è generata dal circuito risonante L 3-C 3, accordato sulla frequenza di riga, che, producendo una corrente di correzione sinusoidale regolabile in ampiezza (R 3) e fase (L 3), compensa eventuali asimmetrie della parabola (Fig. 10.20).

In Fig. 10.21 è riportato lo schema completo di un circuito di deflessione *SSVD* del tipo appena descritto. I quattro integrati contengono un *array* di 5 transistors *n-p-n* indipendenti che vengono collegati, esternamente, tra loro, con altri transistors *p-n-p* e con elementi passivi, per realizzare lo schema a blocchi del circuito di regolazione riportato in Fig. 10.18.

10.4.4. - Correzione Nord - Sud

Se si considerano le righe durante la deflessione di quadro, osserviamo che la prima in alto presenta una deformazione ad "U", con andamento all'incirca parabolico, decrescente a mano a mano che ci si avvicina al centro dello schermo. Questa deformazione si rovescia procedendo verso il basso fino a raggiungere il massimo per l'ultima riga del semiquadro. La correzione in senso verticale richiede l'aggiunta di una corrente parabolica a frequenza di riga di ampiezza dapprima decrescente e quindi crescente, sovrapposta a quella a dente di sega per la deflessione verticale, come illustrato in Fig. 10.22.

Anche per realizzare la suddetta correzione si può ricorrere a circuiti passivi o attivi. Nel primo caso, si fa uso di un trasduttore, lo stesso della correzione E-O nei vecchi televisori, diverso invece nei nuovi, il cui avvolgimento di lavoro è attraversato da una corrente a dente di sega a frequenza di riga, mentre

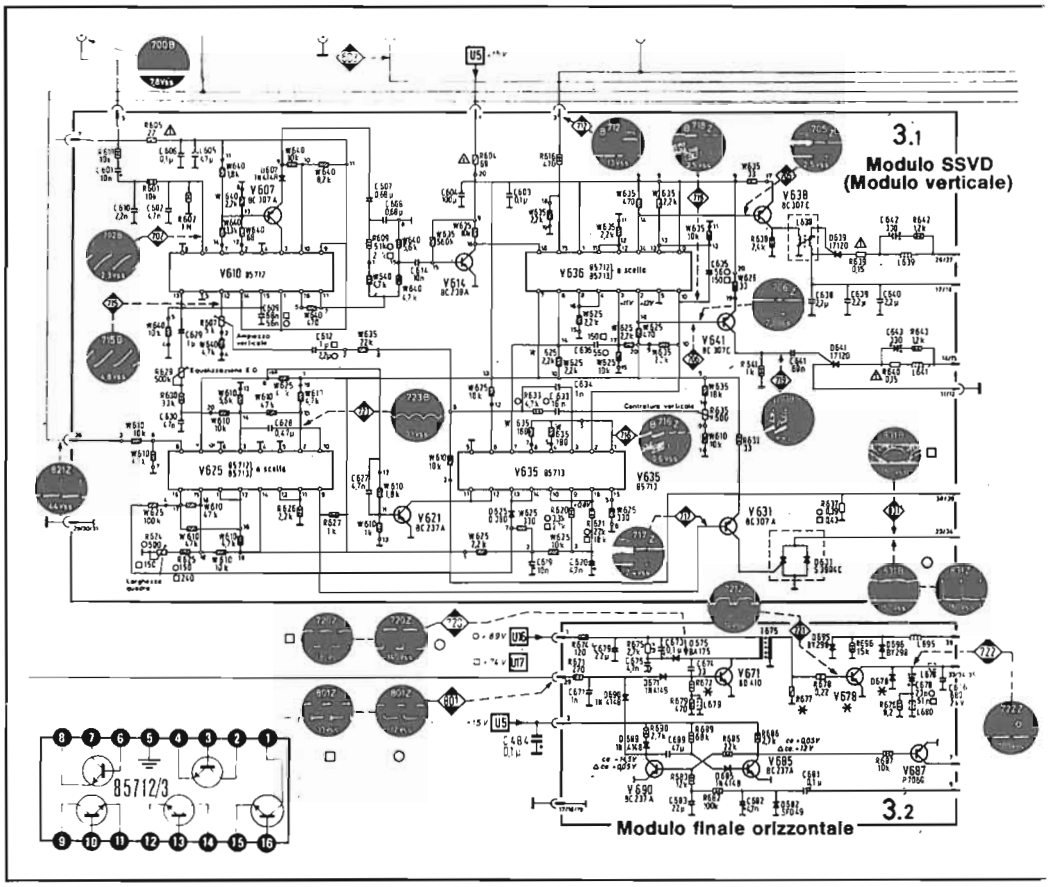


Fig. 10.21 - Schema elettrico completo dello stadio di deflessione verticale SSVD (Blaupunkt).

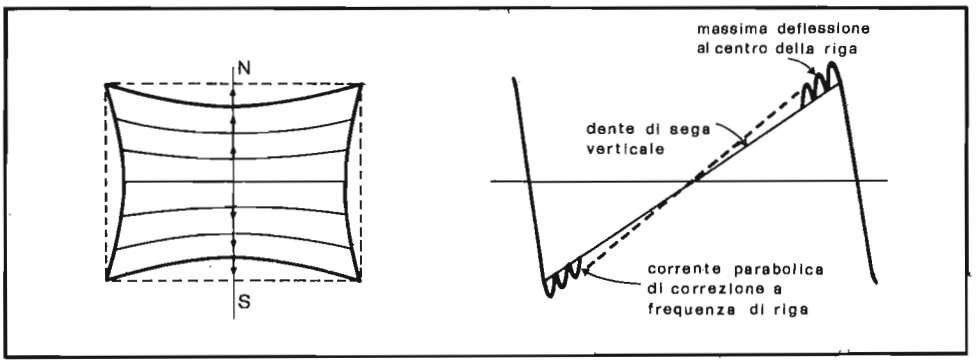
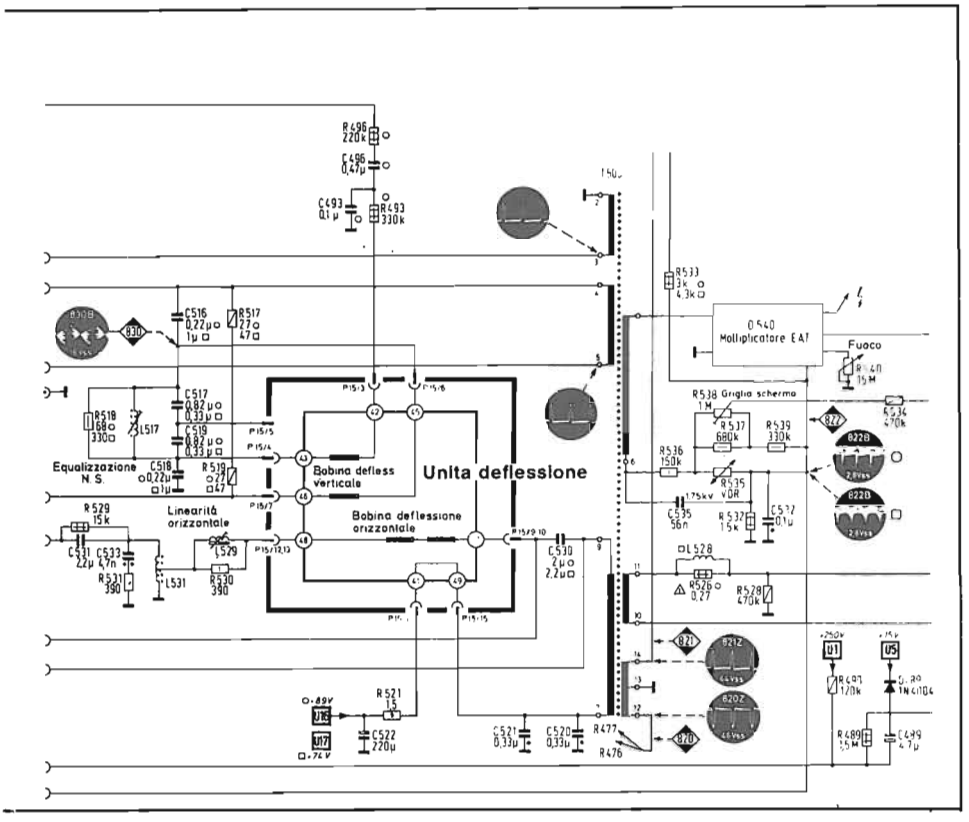


Fig. 10.22 - Andamento della corrente a frequenza di riga per la correzione Nord-Sud.



quello di eccitazione è interessato dalla corrente di deflessione di quadro da modulare, come indicato in Fig. 10.23; in questo senso, la corrente di deflessione verticale determina la premagnetizzazione del nucleo del trasformatore. Quando tale corrente è nulla, il punto di lavoro sulla curva B-H è O, quindi i due flussi Φ_1 e Φ_2 hanno lo stesso andamento e, perciò, la loro risultante Φ_3 è nulla. Diversa è la situazione alle estremità dello schermo: la corrente di deflessione di quadro ora assume la massima ampiezza e quindi i punti di lavoro divengono A e B. In corrispondenza ad essi la caratteristica B-H non è lineare: ne risulta una deformazione asimmetrica dell'andamento dei flussi Φ_1 e Φ_2 e, quindi, una loro differenza non nulla. Il flusso risultante sul gambo centrale del trasduttore avrà così l'andamento riportato, per il punto A, nella figura. Grazie alla dipendenza quasi quadratica fra B e H, relativamente al nucleo usato nel trasformatore, si ottiene una correzione di tipo parabolico, di ampiezza all'incirca corrispondente all'errore. La fase della corrente di correzione che

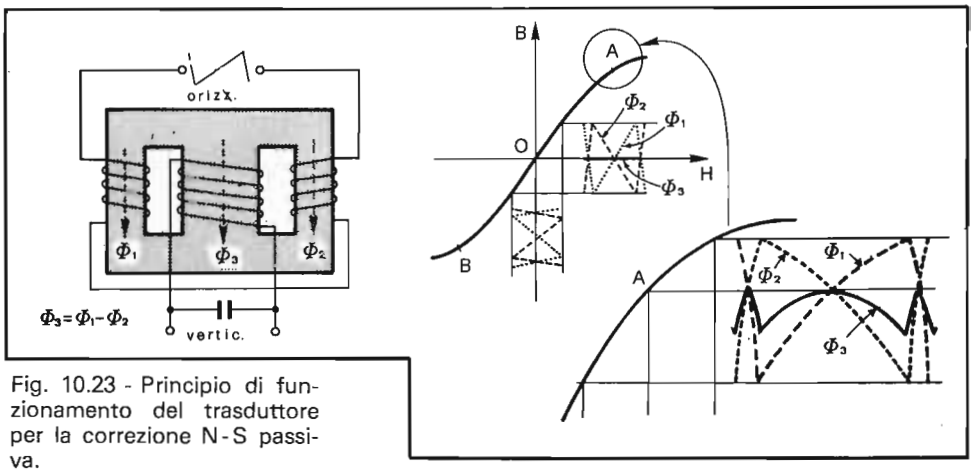


Fig. 10.23 - Principio di funzionamento del trasduttore per la correzione N-S passiva.

esce dall'avvolgimento di eccitazione è però rovesciata rispetto a quella necessaria e, quindi, richiede un ulteriore sfasamento di 180°. Questo può essere ottenuto disponendo una capacità in parallelo a detto avvolgimento, in modo da formare un circuito oscillante, accordato all'incirca alla frequenza di riga. La tensione ai capi del condensatore, di fase opposta a quella dell'induttanza, produce, nel circuito di deviazione verticale, la desiderata componente parabolica con la corretta fase.

In Fig. 10.24 è riportato un esempio di realizzazione pratica di correzione N-S ottenuta per mezzo di un trasduttore, che si riferisce ad un ricevitore equipaggiato con cinescopio PIL. Come si era detto nel capitolo quinto, la distorsione a cuscino in senso verticale dei sistemi autoconvergenti con cannoni o fasci in linea è piuttosto modesta e, quindi, viene richiesta eventualmente solo una debole correzione in direzione N-S. L'ampiezza della correzione, in questo caso, viene regolata agendo sul potenziometro di 1 kohm mentre la fase, ovvero la simmetria della parabola, è regolabile per mezzo dell'induttanza posta in serie all'avvolgimento di lavoro del trasduttore. Il diodo BY 198, rettificando gli impulsi di fly-back presenti sul trasformatore di riga, introduce una debole corrente continua di premagnetizzazione nell'avvolgimento di controllo, che sposta il punto medio di funzionamento sulla caratteristica B-H del nucleo del trasduttore, in modo tale che la correzione avvenga senza distorsioni. Per sopprimere eventuali oscillazioni indesiderate, che potrebbero prodursi tra le induttanze disperse e gli elementi del circuito, viene introdotta una resistenza di basso valore (15 ohm) in parallelo all'avvolgimento di lavoro del trasduttore.

La correzione N-S con circuiti attivi produce la modulazione degli impulsi di ritorno di riga, con un dente di sega prelevato dal circuito di deflessione verticale, quindi trasforma il segnale, così ottenuto, per mezzo di un circuito risonante, lo amplifica e lo sovrappone, infine, alla corrente di deflessione.

In Fig. 10.25 è riportato un esempio di correzione N-S realizzata con componenti attivi, allo scopo di non incrementare il carico del circuito d'uscita verticale.

Dallo stadio d'uscita verticale, viene prelevata una tensione a dente di sega e inviata al circuito modulatore a ponte. Gli impulsi di riga positivi e negativi, presenti ai punti *F* e *G*, fanno condurre contemporaneamente i due diodi D 16 e D 17, determinando una tensione impulsiva risultante al loro punto comune che dipende dal valore istantaneo di quella presente allo stadio finale di quadro. Tale tensione, infatti, sbilancia la conduzione dei due diodi e, quindi, modula in ampiezza e in fase gli impulsi di riga che vanno successivamente ad eccitare il circuito risonante L 38 - C 235, accordato alla frequenza di riga. La tensione risultante, quasi sinusoidale, viene quindi amplificata da uno stadio a simmetria complementare, la cui corrente d'uscita è sommata, per mezzo di un trasformatore, a quella proveniente dallo stadio di deflessione verticale e quindi

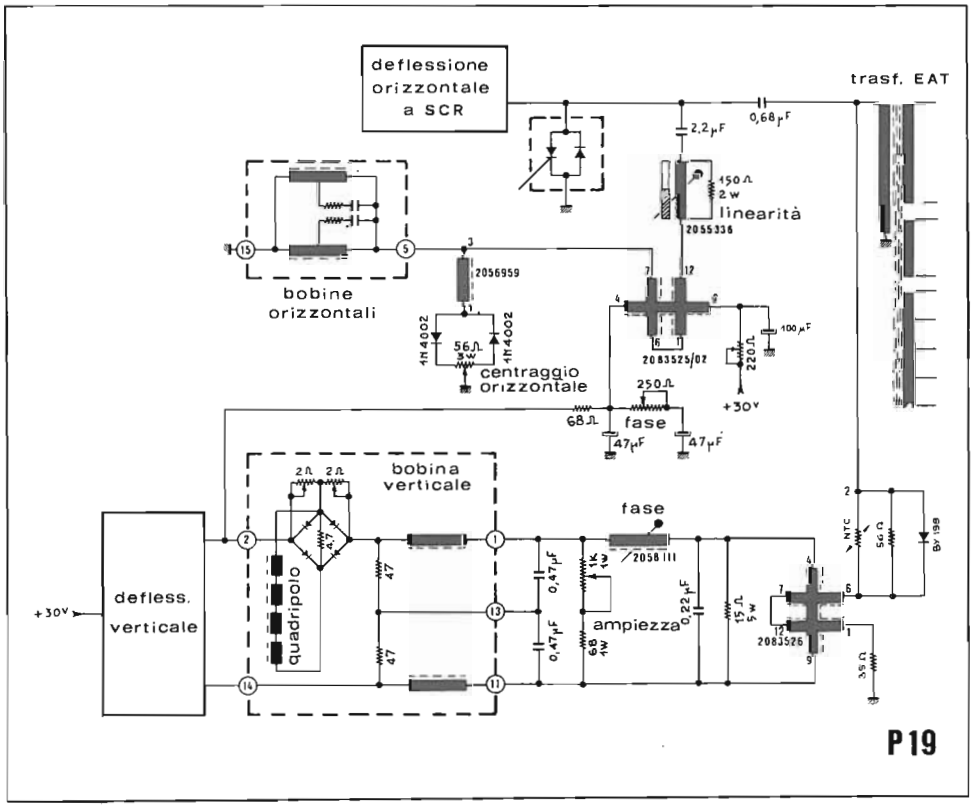


Fig. 10.24 - Schema pratico di correzione N-S a trasduttore per cinescopio P.I.L.

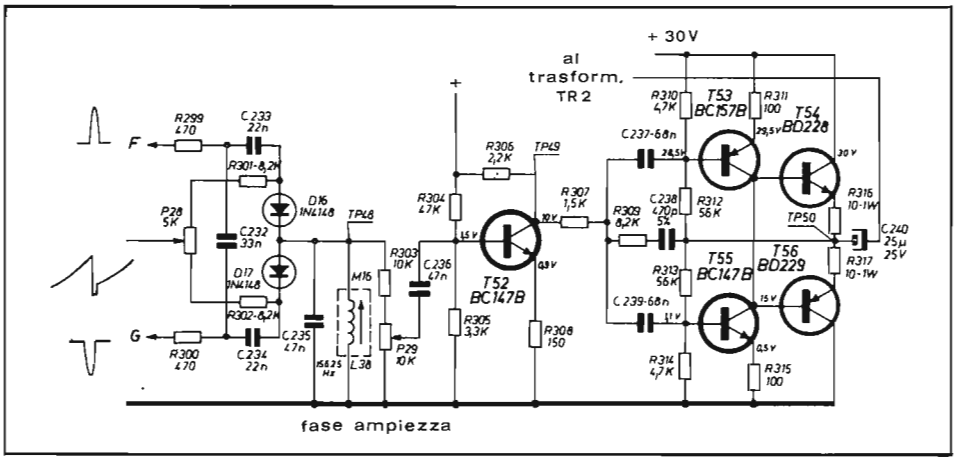


Fig. 10.25 - Circuito attivo per la correzione N-S (Rex).

inviata al giogo. Con il nucleo di L 38 si varia l'accordo, di conseguenza lo sfasamento della corrente di correzione dell'effetto cuscino rispetto al dente di sega orizzontale e perciò la posizione, in senso orizzontale, della correzione. P 29 modifica l'ampiezza della correzione stessa. Il collegamento tra l'uscita facente capo al condensatore C 240 ed il giogo di deflessione è schematizzato in Fig. 10.26. Come si vede, al giogo di deflessione verticale è applicata, oltre alla tensione a dente di sega di deflessione, quella di correzione N-S a "farfalla" presente al secondario di TR 2. Quest'ultima introduce la desiderata corrente di correzione che si sovrappone al dente di sega di deflessione.

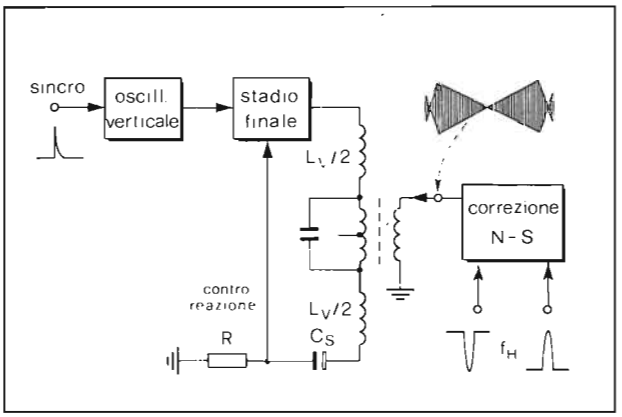
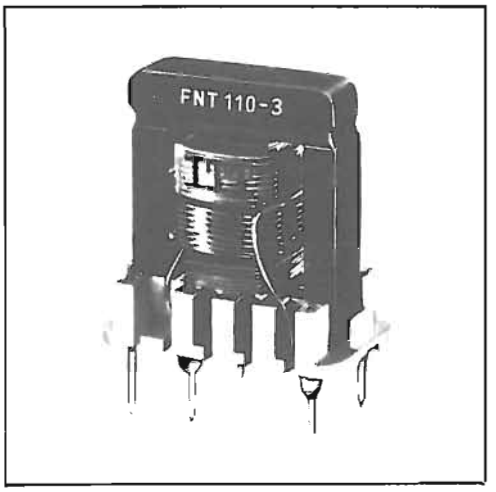


Fig. 10.26 - Collegamento del circuito di correzione N-S a quello di deflessione.

Fig. 10.27 - Trasduttore per la correzione N-S (ITT).



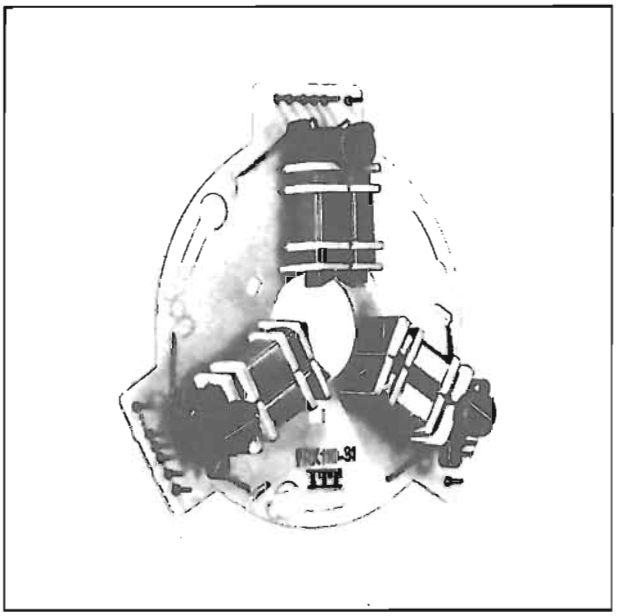


Fig. 10.28 - Unità per la convergenza statica e dinamica per cinescopio con cannoni a delta (ITT).

10.5. - Convergenza dinamica

Come si è già visto nel capitolo terzo, in un cinescopio con cannoni a delta, affinché i tre raggi elettronici colpiscano ed eccitino i fosfori corrispondenti della stessa triade, è necessario correggere le traiettorie per mezzo di campi magnetici prodotti da un'unità, detta di convergenza, disposta sul collo del cinescopio (Fig. 10.28). A ciascun cannone fa capo un circuito magnetico interessato da campi di correzione a frequenza di riga e a frequenza di quadro. Questi campi hanno andamento parabolico non simmetrico. Tale asimmetria è ottenuta, praticamente, sovrapponendo una corrente a parabola simmetrica con un dente di sega della stessa frequenza. Variando l'ampiezza di queste due componenti si può raggiungere la correzione ottimale.

A seconda della potenza necessaria per realizzare la convergenza dinamica si possono, in pratica, incontrare circuiti attivi e passivi. I primi sono sovente impiegati in ricevitori equipaggiati con cinescopi a 110° e collo di diametro standard, i secondi nel caso di cinescopi a 110° a collo sottile. Infatti, nel secondo caso, grazie alle diminuite distanze tra i tre cannoni elettronici e quindi anche alla maggiore sensibilità dell'unità di convergenza, le potenze necessarie per la correzione sono ridotte del 30% per l'orizzontale e del 20% per quella verticale.

Nei paragrafi seguenti verranno analizzati esempi di circuiti di convergenza dinamica attivi e passivi per cinescopi a 110°, a delta e in-line.

Prima di accingerci allo studio dei circuiti pratici, è opportuno ricordare alcuni risultati:

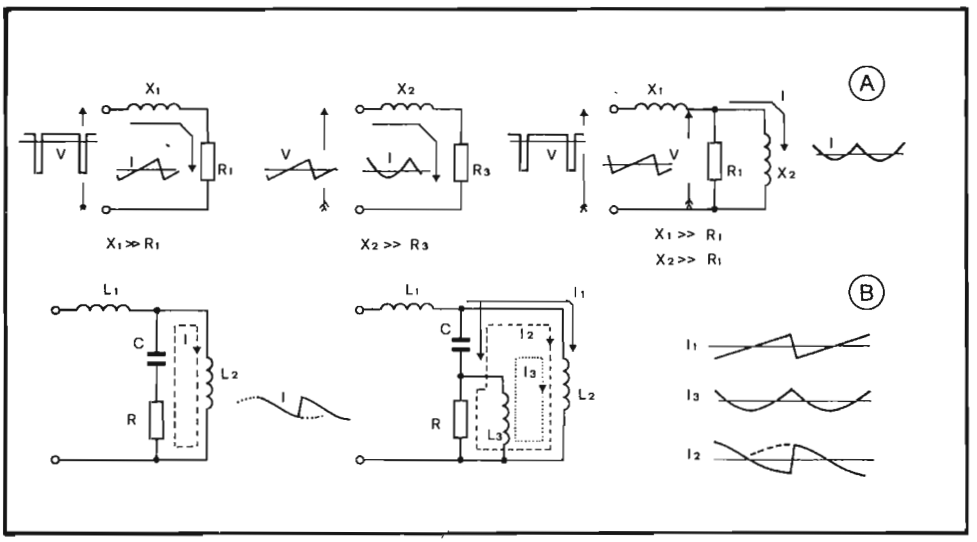


Fig. 10.29 - Schemi di principio dei circuiti per la formazione delle correnti paraboliche e a dente di sega per la convergenza dinamica.

- l'applicazione di una tensione rettangolare a una induttanza fa circolare in essa una corrente a dente di sega;
- l'applicazione di una tensione a dente di sega sempre ad una induttanza, fa circolare in essa una corrente di tipo parabolico.

Allora, nel circuito di Fig. 10.29 A alimentato con una tensione rettangolare, se il valore di resistenza è notevolmente inferiore a quello della reattanza X 1, si avrà la circolazione di una corrente a dente di sega che svilupperà su R 1 una caduta di tensione di pari forma. Se, in parallelo ad R 1, disponiamo un'altra induttanza L 2, che alla frequenza di lavoro presenta una reattanza superiore al valore della resistenza, si avrà la circolazione di una corrente parabolica sovrapposta ad una a dente di sega, dovuta alla partizione operata da L 1 - L 2.

Variando L 1 si modificano contemporaneamente, in modo proporzionale, le componenti parabolica e a dente di sega. Varia perciò l'entità della correzione ma non il punto di minimo della parabola asimmetrica. Si possono distinguere le due regolazioni con la soluzione B. L'aggiunta del condensatore C, in serie a R, determina la formazione di un circuito risonante parallelo. Si ha così l'iniezione di corrente ad "esse" nell'induttanza L 2 (dovuta allo scambio con C), che presenta fase opposta a quella proveniente in L 2, per l'effetto di partizione con L 1. L'ampiezza di quest'ultima componente può essere modificata introducendo, in parallelo ad R 1, un'induttanza L 3 regolabile, il cui effetto è di sottrarre una parte della corrente a dente di sega, risultato della partizione, spostando così il minimo della parabola.

Frequentemente le regolazioni di convergenza dei due fascetti rosso e verde non sono indipendenti, ma legate fra loro in modo che la sovrapposizione nelle due direzioni di scansione non si influenzino a vicenda; ciò rende più facile e prevedibile l'effetto delle regolazioni sull'immagine. Per comprendere come questo sia possibile, ricordiamoci che il sistema di convergenza previsto nel cinescopio, per i cannoni del rosso e del verde, permette solo movimenti radiali secondo direzioni a 120° (Fig. 10.30). Consideriamo dunque due punti rossi e

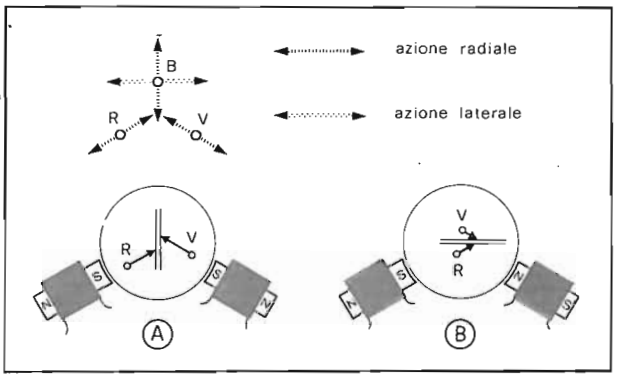


Fig. 10.30 - Regolazione della convergenza dinamica matrizzata per i fascetti del verde e del rosso.

verdi qualunque e cerchiamo di farli coincidere. Se agiamo con due campi dello stesso segno e della stessa entità sui due fascetti, arriveremo ad un certo punto a far sovrapporre le due linee verticali passanti per tali punti. Se ora interessiamo i due fascetti con due campi di uguale intensità ma di segno opposto, vedremo che un punto continuerà ad avanzare esattamente di quanto l'altro arretrerà. Si giungerà così alla sovrapposizione di due linee orizzontali passanti per i due punti considerati, senza che ciò modifichi la convergenza già raggiunta tra le linee verticali. In questa seconda fase, infatti, il movimento dei due punti V ed R in senso orizzontale (verso destra in Fig. 10.30 B) è lo stesso per entrambi e, perciò, le linee verticali passanti per essi, si sposteranno verso destra, mantenendosi però sovrapposte, "slittando" l'una sull'altra.

Da quanto si è visto appare evidente che è senz'altro preferibile una regolazione del tipo descritto, anziché quella che agisce in modo indipendente sui due fascetti.

In pratica, la regolazione *matrizzata* dei campi di convergenza dei due fascetti rosso e verde si realizza facendo scorrere delle correnti, negli avvolgimenti dell'unità di convergenza, modificabili per mezzo di due regolatori che agiscono facendole variare allo stesso modo (sovrapposizione verticale) e in modo opposto (sovrapposizione orizzontale), rispettivamente.

10.5.1. - Convergenza dinamica per cinescopi a 110° con cannoni a delta

Convergenza dinamica orizzontale

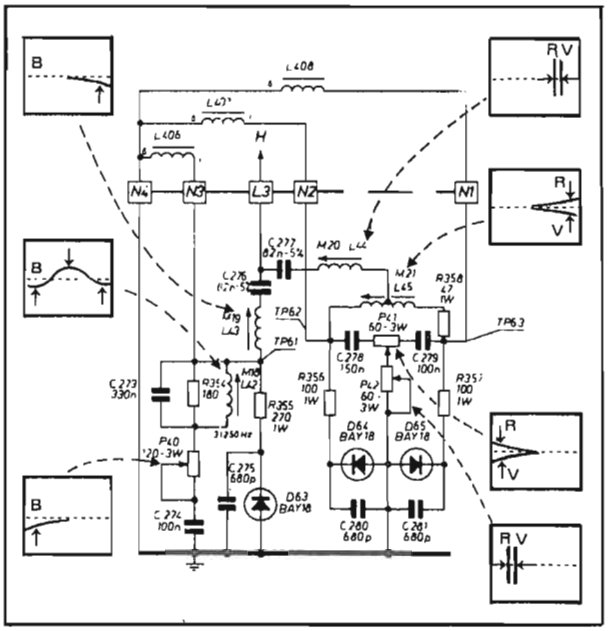
La Fig. 10.31 riporta lo schema elettrico del circuito di convergenza dinamica orizzontale, di tipo passivo, nel quale le correzioni per il rosso ed il verde sono del tipo appena descritto.

Gli impulsi di riga vengono inviati alla bobina L 44 per mezzo del condensatore C 277 e producono una corrente a dente di sega: il valore di quest'ultima è regolabile con L 44, mentre la suddivisione tra i due fascetti è ottenuta per mezzo di L 45. Le componenti paraboliche sono regolate, sempre in modo differenziale, per mezzo del potenziometro P 41 e, in ampiezza, per mezzo di P 42. I due diodi realizzano il fissaggio a zero della corrente di correzione in corrispondenza del minimo della parabola, di modo che tale corrente sia nulla al centro della scansione.

Anche il circuito di convergenza dinamica per il blu funziona allo stesso modo. L'unica differenza consiste nella componente di seconda armonica, introdotta dal circuito risonante L 42 - C 273, che fornisce la giusta correzione di convergenza orizzontale per il blu.

In certi casi, per migliorare la convergenza agli angoli, si ricorre all'impiego di impulsi di fly-back di riga modulati con una componente parabolica a frequenza di quadro, per mezzo di un opportuno trasduttore. Questa operazione risulta

Fig. 10.31 - Circuito di convergenza dinamica orizzontale di tipo passivo (Rex).



indispensabile quando l'astigmatismo isotropo del giogo di deflessione risulta affetto da tolleranze eccessive e, quindi, rende indispensabile l'intervento di correzioni aggiuntive.

Convergenza dinamica verticale.

Un circuito di convergenza dinamica verticale, di tipo passivo, è riportato in Fig. 10.32. La tensione a dente di sega in ingresso, proveniente dallo stadio finale di quadro, viene divisa in due parti: quella positiva attraversa il ramo P 34 - D 53 - D 54 - R 348, quella negativa D 59 - D 60 a - D 60 - P 37. In questo modo è possibile ottenere una regolazione separata della convergenza nella metà superiore ed in quella inferiore dello schermo.

I diodi, con la loro tensione di soglia, escludono dalla regolazione dinamica la zona centrale che, come noto, è di pertinenza della convergenza statica. Anche in questo caso le correzioni del rosso e del verde vengono fatte simultaneamente, scomponendole lungo le direzioni orizzontale e verticale. Infatti una regolazione concorde delle correnti di correzione (P 34 e P 37) introduce uno spostamento orizzontale delle linee superiori o inferiori del quadro, mentre una variazione opposta nelle due bobine (P 35 e P 36) determina uno spostamento in senso verticale delle stesse linee.

. La parte positiva del dente di sega, regolata in ampiezza da P 34, viene inviata a P 35 il quale include, in serie alle due bobine di correzione, due resistenze di valore dipendente dalla posizione del cursore. Tale potenziometro determina così l'ampiezza della componente differenziale dovuta alla parte positiva (lato basso dello schermo), mentre il valore della loro somma è prestabilito, in modo

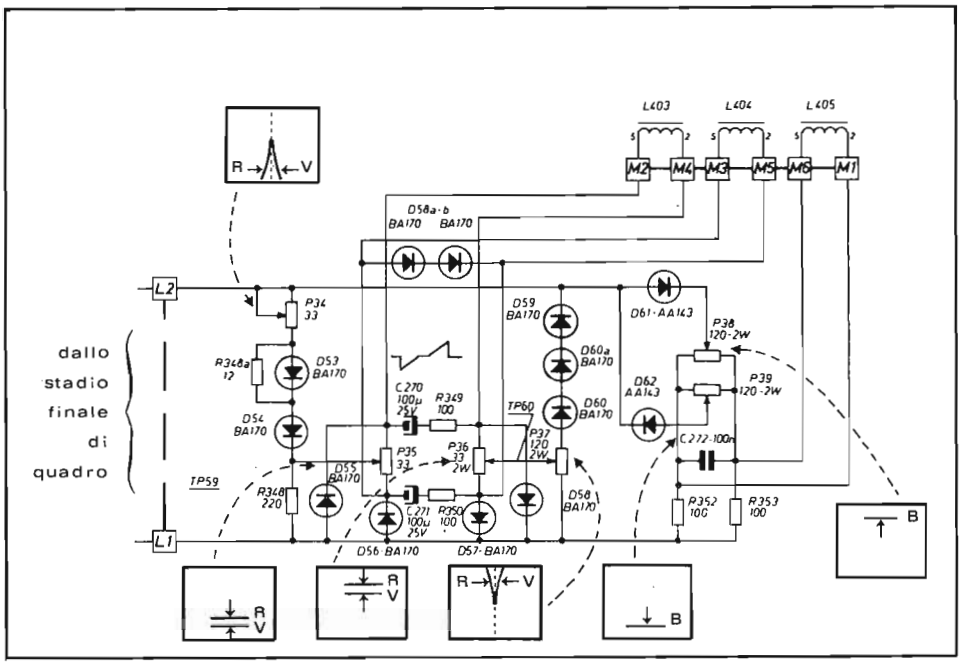


Fig. 10.32 - Circuito di convergenza dinamica verticale di tipo passivo (Rex).

indipendente, da P 34. I due diodi D 57 e D 58 chiudono a massa le componenti positive della corrente di correzione. La parte negativa del dente di sega passa attraverso D 59 - D 60 a - D 60 e viene prelevata sul cursore di P 37 (che quindi determina l'entità della correzione concorde sul lato alto dello schermo). La distribuzione differenziale di questa componente tra le bobine L 403 ed L 404 è affidata a P 36, mentre la chiusura verso massa avviene attraverso D 55 e D 56. Risultano, in tal modo, applicate alle bobine di correzione del rosso e del verde due tensioni a dente di sega, con il tratto centrale nullo e con i due rami, superiore ed inferiore, regolabili separatamente. Questa tensione fa circolare nelle

due bobine di correzione la corrente parabolica richiesta per la correzione, i cui rami, anteriore e posteriore, sono regolabili in modo indipendente.

Il circuito della convergenza verticale del blu richiede solo la regolazione indipendente delle correzioni relative alla metà superiore ed a quella inferiore dell'immagine. Ciò è fatto, in modo molto semplice, per mezzo di due diodi, D 61 e D 62 che lasciano passare, rispettivamente, la parte positiva e quella negativa del dente di sega applicato. Tali tensioni vengono inviate ad una coppia di nodi opposti del ponte formato da P 38, P 39 e R 352 - R 353. Gli altri due nodi (estremi degli stessi potenziometri) sono collegati invece a L 405. In questo modo, durante la semionda positiva, si può dosare in ampiezza e fase la corrente di correzione in L 405, per mezzo di P 38, e lo stesso può essere fatto con P 39 durante la semionda negativa. Ciò significa che, separatamente, in alto e in basso dello schermo, è possibile far convergere le linee orizzontali blu e rosse - verde, per mezzo di piccoli spostamenti verticali in su e in giù, delle linee blu.

Un esempio di circuito di convergenza dinamica verticale, attivo, è riportato in Fig. 10.33 e si riferisce ad un ricevitore a colori Autovox.

Una tensione a dente di sega decrescente è applicata all'ingresso 1 e la parte positiva ne attraversa il diodo D 9 H e satura Q 5 H (squadratore). La parte negativa lascia Q 5 H interdetto. L'onda quadra che così viene a formarsi sul collettore di quest'ultimo transistor servirà a rendere alternativamente conduttori Q 3 H e Q 7 H che, a loro volta, determinano la conduzione di Q 2 H e Q 6 H, rispettivamente. Ciascuno di essi riceve al suo ingresso un segnale parabolico ottenuto per integrazione del dente di sega, operazione questa effettuata per mezzo di Q 4 H che, assieme a C 1 H e R 16 H funziona come integratore di Miller. Durante la parte negativa dell'onda quadra, Q 5 H è interdetto mentre D 7 H e Q 3 H vanno in conduzione e saturano Q 2 H. Quest'ultimo permette così il trasferimento della prima metà della parabola presente sull'emettitore di Q 1 H alle bobine di convergenza. In tale intervallo Q 6 H e Q 7 H sono interdetti. Nella semionda successiva, Q 5 H va in saturazione e la forte tensione positiva presente al suo collettore rende interdetti D 7 H - Q 3 H - Q 2 H e conduttori Q 7 H e Q 6 H. Quest'ultimo transistor permette il trasferimento alle bobine di correzione della seconda metà della parabola.

Le semiparabole vengono quindi separatamente inviate alle bobine di correzione attraverso i potenziometri di regolazione ed i diodi separatori.

Per il controllo lungo le due direzioni verticale ed orizzontale dei fascetti rosso e verde, si adotta il sistema a ponte formato dai due potenziometri della simmetria P 5 H e P 6 H (R/G orizzontale) e delle bobine G ed R.

Per la regolazione dell'ampiezza dei campi concordi (R/G verticale) vengono modificati i valori di P 4 e P 7 che stabiliscono l'ampiezza dei due rami di parabola. Gli stessi segnali, dosati con P 3 H e P 8 H, vengono inviati alla bobina B per la sovrapposizione delle linee blu e rosso - verde alle estremità verticali dello schermo.

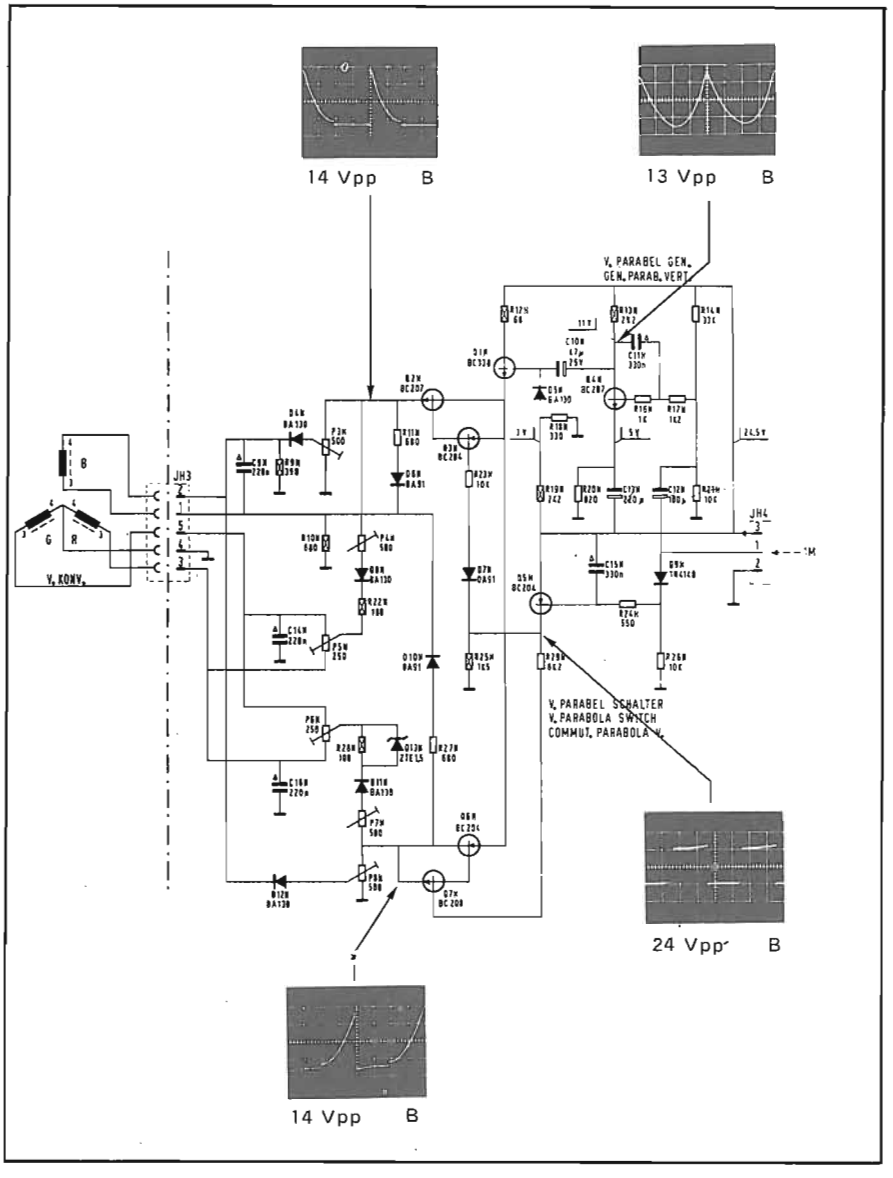


Fig. 10.33 - Circuito di convergenza dinamica verticale di tipo attivo (Autovox). La tensione a dente di sega a frequenza di quadro viene trasformata in parabolica da Q4H e inviata a due transistors interruttori Q2H e Q6H. Questi ultimi vengono portati in conduzione alternativamente, per mezzo periodo, grazie all'onda quadra disponibile al collettore di Q5H, ottenuta squadrando il dente di sega in arrivo al punto 1M.

10.5.2. - Convergenza agli angoli. Correnti-differenza

Nei cinescopi a 110° di deflessione con cannoni a delta e a collo di diametro standard (36 mm), l'interasse tra i tre cannoni è tale per cui le unità radiali e laterali di convergenza devono introdurre notevoli correzioni alle traiettorie dei tre fascetti in corrispondenza della massima deflessione. Tali correzioni, come si è detto, vengono ottenute da un sistema di bobine, poste dietro il giogo di deflessione verso lo zoccolo, detto unità di convergenza. I campi magnetici prodotti dalle bobine hanno l'effetto di far entrare i tre fascetti, nel piano di deflessione, secondo angoli opportuni tali da compensare gli errori del sistema di deflessione. Purtroppo queste correzioni angolari, se da un lato producono la convergenza, dall'altro fanno incidere i tre fascetti sul foro della maschera secondo direzioni che non sono quelle originali assunte dai fascetti di luce nella fase di deposizione dei fosfori sullo schermo: ciò causa errori di purezza.

Il problema si pone in misura trascurabile nei cinescopi a collo sottile (29 mm) e quindi, in questo caso, non vengono adottate misure particolari per eliminarlo o per contenerne le conseguenze. Ben diversa è invece la situazione nel caso dei cinescopi a collo standard (36 mm) dove le conseguenze di tali errori non sono trascurabili.

Le impurezze di colore, dovute al sistema di correzione della convergenza radiale e laterale, potrebbero essere impedite soltanto se esso agisse in un piano coincidente con quello di deflessione. Solo in questo caso, infatti, i fasci elettronici, in assenza di errori di convergenza, assumerebbero posizioni corrispondenti a quelle dei fasci luminosi usati in fase di fabbricazione e quindi non si manifesterebbero errori di purezza.

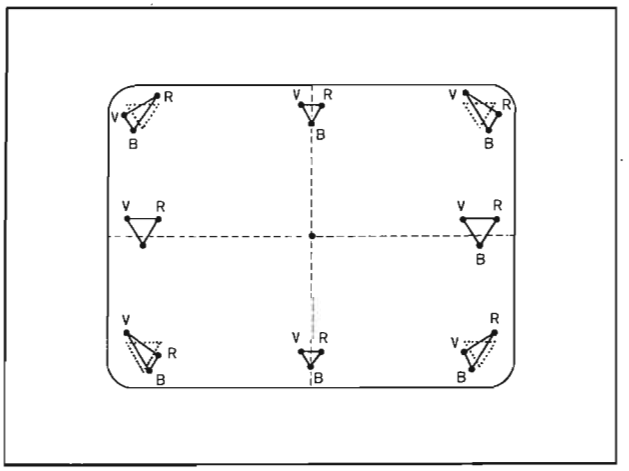


Fig. 10.34 - Errori di convergenza agli angoli che vengono corretti con il sistema delle correnti-differenza.

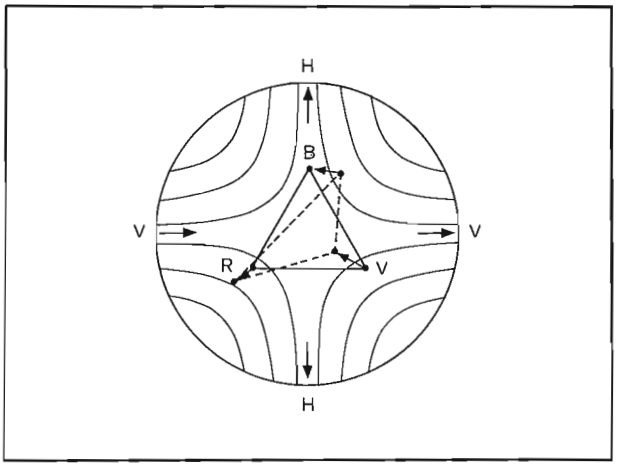


Fig. 10.35 - Effetto dello sbilanciamento della corrente di deflessione orizzontale sui tre fascetti.

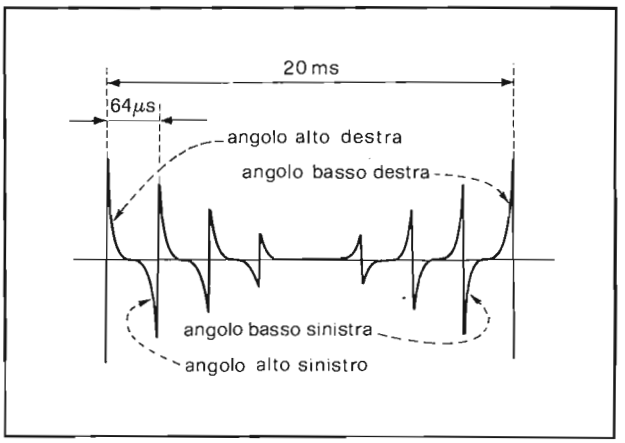


Fig. 10.36 - Andamento della corrente differenza a frequenza di riga per la correzione della convergenza agli angoli.

Un tale tipo di tecnica di correzione è realizzabile producendo campi magnetici, all'interno del giogo, sovrapposti a quelli di deflessione. Essi vengono prodotti aggiungendo alle correnti di deflessione altre, di forma opportuna, circolanti nelle coppie di bobine orizzontali o verticali, ma secondo versi opposti in ciascuna bobina della coppia *(correnti - differenza)*.

Gli errori di convergenza agli angoli che la tecnica della corrente-differenza permette di correggere, sono quelli indicati in Fig. 10.34 (errori di natura astigmatica). Il campo di correzione ottenuto sbilanciando le correnti di deflessione è di tipo quadripolare e interessa contemporaneamente tutti e tre i fascetti producendo spostamenti, in direzione normale alle linee di forza, i cui versi dipen-

dono dal tipo (orizzontale o verticale) di sbilanciamento. In Fig. 10.35 è riportato l'effetto dello sbilanciamento della corrente di deflessione entro le bobine orizzontali sui tre fascetti, in corrispondenza al piano di deflessione, e si riferisce alla situazione presente su tale piano quando viene esplorato l'angolo alto a destra dello schermo. La trasformazione del triangolo di atterraggio, da scaleno, in equilatero, si ottiene spostando lateralmente il blu e in senso radiale, ma secondo versi opposti, i due fascetti del rosso e del verde. La correzione definitiva degli errori di convergenza, che si manifestano come triangoli equilateri di atterraggio, viene affidata all'unità di convergenza che sarà interessata dalle solite correnti paraboliche e a dente di sega.

Dall'osservazione della Fig. 10.34 si nota che gli errori di natura astigmatica sono all'incirca uguali in corrispondenza degli angoli diametralmente opposti. Per questo motivo la corrente aggiuntiva richiesta per la loro correzione deve avere un andamento nel tempo del tipo di quello riportato in Fig. 10.36. Si trat-

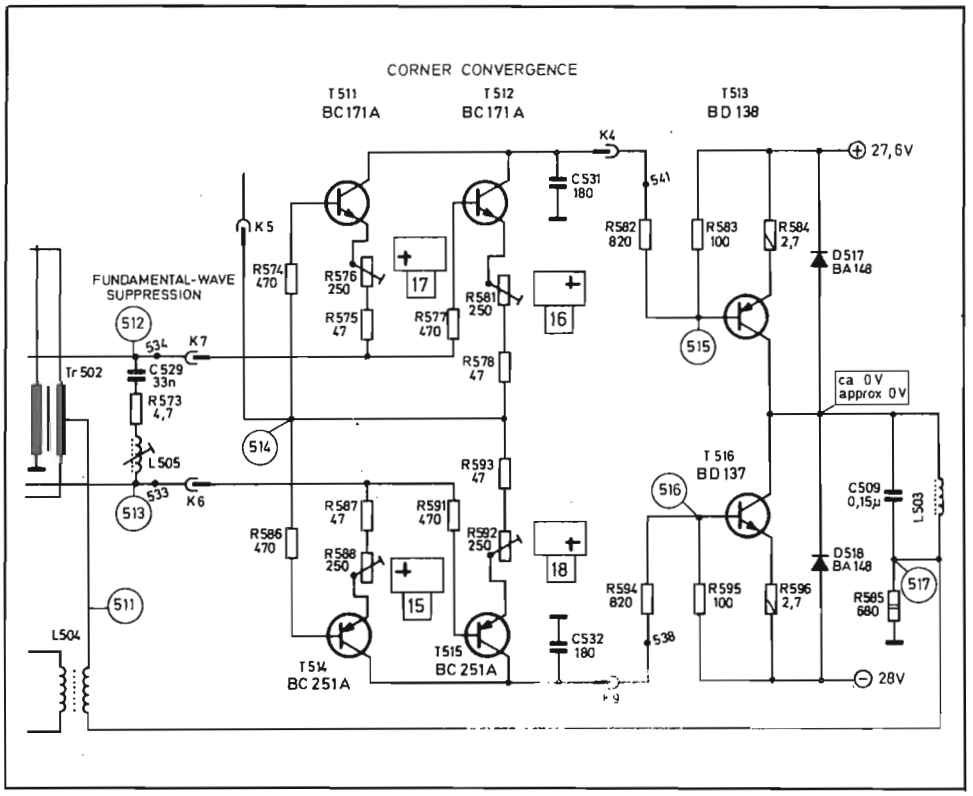


Fig. 10.37 - Circuito pratico di convergenza agli angoli (ITT Schaub-Lorenz).

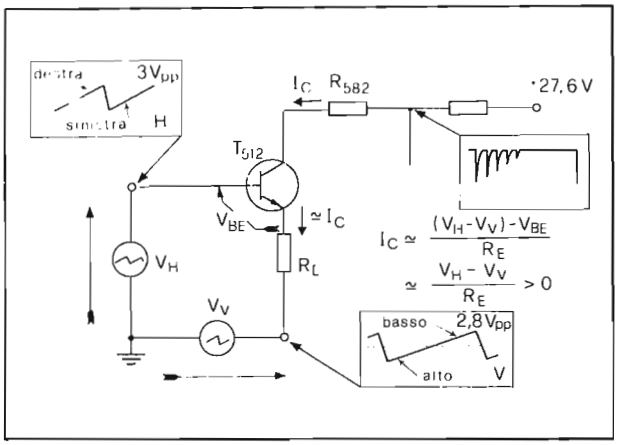


Fig. 10.38 - Schema semplificato del circuito di convergenza agli angoli di Fig. 10.37.

ta, come si vede, di una corrente a dente di sega a frequenza di riga, deformata ad "esse", modulata a frequenza di quadro, che presenta una rotazione di fase di 180° in corrispondenza del centro dello schermo.

Un esempio di realizzazione pratica di circuito di convergenza agli angoli, che fa uso della tecnica di sbilanciamento della corrente di deflessione orizzontale descritta, è riportato in Fig. 10.37.

La corrente a dente di sega di deflessione orizzontale, attraversando le resistenze R 571 ed R 572 di 0,47 ohm, sviluppa ai loro capi due tensioni a dente di sega di fasi opposte, che, applicate alle induttanze disposte in parallelo, fanno circolare in queste ultime correnti di tipo parabolico. Le tensioni indotte ai due secondari risultano così a dente di sega, sempre fra loro di fase opposta, e, prima di essere inviate al circuito attivo di correzione, vengono ulteriormente deformate sottraendo loro una modesta componente sinusoidale a frequenza di riga per mezzo del circuito risonante L 505 - R 573 - C 529.

Per rendere indipendenti le regolazioni ai quattro angoli dello schermo, si usano altrettanti transistors (2 del tipo *n - p - n e 2p - n - p),* che divengono conduttori solo quando la combinazione delle tensioni applicate ai loro elettrodi di base e di emettitore polarizzano direttamente le giunzioni base-emettitore. I quattro transistors si comportano come *sorgenti di corrente* (di collettore) il cui valore è determinato dalla resistenza di emettitore (250 ohm + 47 ohm) e dalla tensione totale impressa sulla maglia base-emettitore. In Fig. 10.38 è riportato lo schema semplificato relativo al transistor T 512. La corrente di collettore può circolare solo quando $V_H - V_V > 0$ (più esattamente quando viene superata la tensione di soglia V_{BE}) ed il suo valore risulta proporzionale alla differenza tra i segnali a dente di sega provenienti dallo stadio di riga e di quadro, rispettivamente. Questa condizione è verificata solo durante la semionda positiva di V_H (parte destra della deflessione orizzontale) e quella negativa di V_V (parte alta della deflessione di quadro). Perciò, la corrente I_C di T 512 può essere usata

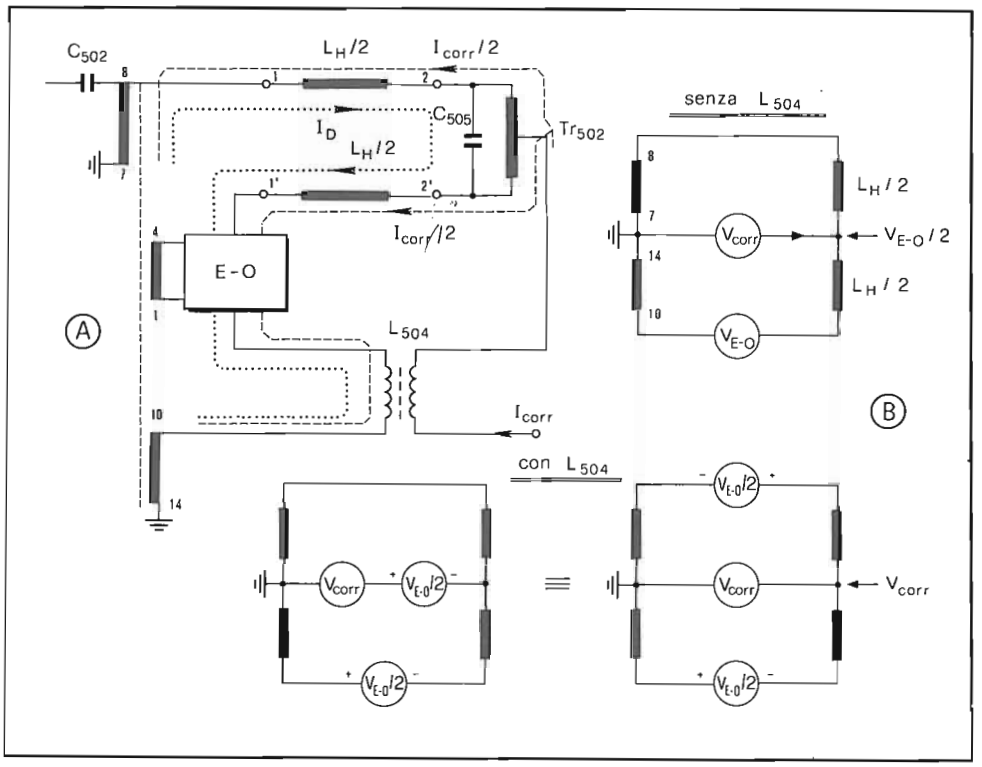


Fig. 10.39 - Inserimento della corrente di correzione per la convergenza agli angoli nel circuito di deflessione di riga.

per correggere gli errori di convergenza nell'angolo alto a destra. Per variare il valore di I_C, ovvero l'entità della correzione, si modifica R_E per mezzo di un potenziometro.

La seconda metà della corrente di correzione, fornita in modo analogo da T 511, provvede alla convergenza in corrispondenza dell'angolo basso a sinistra. Infine, per la correzione agli angoli secondo l'altra diagonale, si ricorre alle correnti generate dai due transistors T 514 e T 515, che sono di tipo *p-n-p* e operano sempre secondo il principio visto. Le due componenti, positiva e negativa, vengono quindi inviate ad uno stadio di potenza del tipo a simmetria complementare, con carico di collettore, e qui sommate.

La corrente d'uscita dello stadio descritto è iniettata nel punto centrale del trasformatore di simmetria Tr 502, però, senza altre aggiunte, essa non risulterebbe esattamente ripartita tra i due rami di deflessione. Ciò perché nel ramo inferiore agisce lo stadio modulatore E-O e quindi nel punto centrale di Tr 502 risulta presente una tensione parabolica di valore metà di quella di correzione

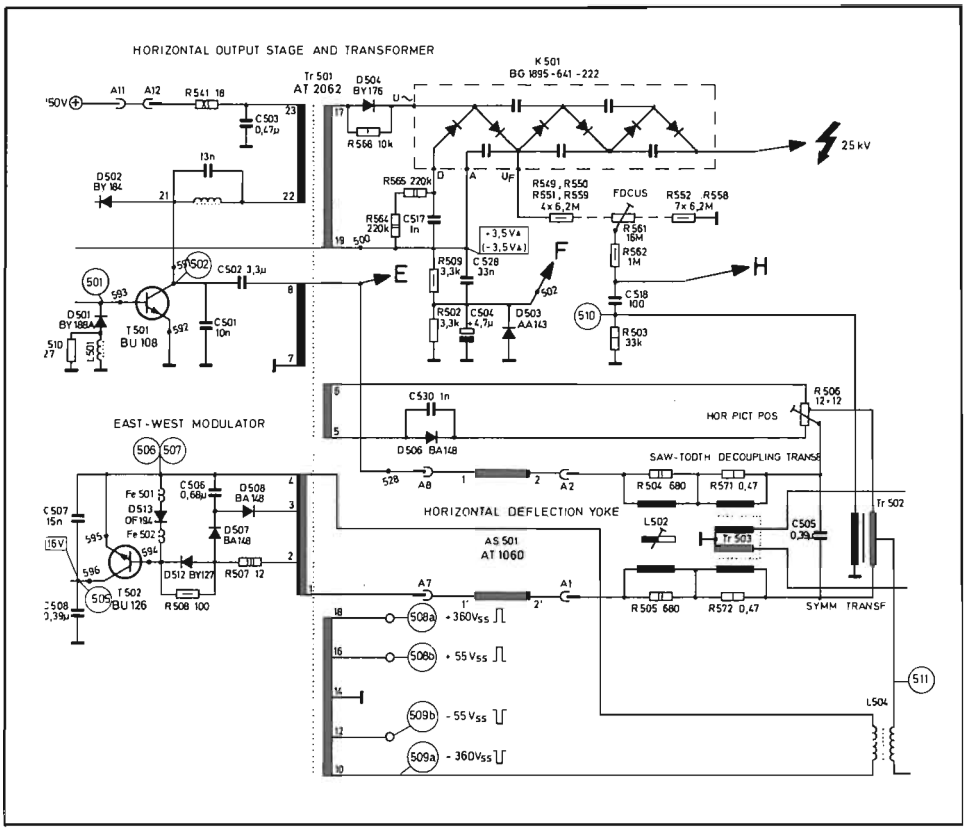


Fig. 10.39 bis - Schema del circuito di deflessione di riga con la correzione della convergenza agli angoli prodotta dalla corrente generata dal circuito di Fig. 10.37 (ITT Schaub-Lorenz).

(V_{E-O}) disponibile tra i punti 1 e 4 del trasformatore di riga (Fig. 10.39 A). Si può ovviare a questo inconveniente iniettando, nel punto di mezzo di Tr502, una tensione - $V_{E-O}/2$ così da annullare il potenziale risultante e quindi simmetrizzare il circuito di deflessione. A tal fine viene usato il trasformatore L504 che, per rispondere allo scopo, possiede un rapporto spire 2:1 (Fig. 10.39 B).

10.5.3. - Convergenza dinamica nel cinescopio In-line

Nei primi cinescopi In-Line la convergenza dinamica veniva effettuata per mezzo di un'unità, infilata sul collo del tubo dietro il giogo di deflessione, dotato di due nuclei di ferrite aventi una forma ad "E" che, nella posizione di lavoro, sono disposti orizzontalmente uno di fronte all'altro. Per mezzo dei due

schermi magnetici interni al cinescopio, si fa in modo che ciascun circuito magnetico influenzi uno solo dei cannoni estremi.

Per la regolazione della convergenza statica sono disposti due magneti permanenti girevoli, mentre per quella dinamica sono disponibili 5 bobine, collegate tra di loro in modo che risultino tre avvolgimenti distinti, dei quali uno viene alimentato con una corrente di correzione a frequenza di riga e due a frequenza di quadro.

In Fig. 10.40 è riportata la struttura dell'unità di convergenza unitamente all'andamento del campo di deflessione prodotto dalle singole bobine ed al conseguente movimento dei fascetti.

Per la convergenza delle barre verticali, sui bordi sinistro e destro del quadro, si richiede una correzione a frequenza di riga, di tipo parabolico. Come al solito si opera una doppia ingrazione per mezzo di un'induttanza ed una resistenza disposte in serie (Fig. 10.41). Un diodo in parallelo al circuito fissa a zero il minimo della parabola, impedendo con ciò che il circuito per la correzione dinamica influenzi la convergenza statica.

Le induttanze L 722 ed L 724 modificano soprattutto la seconda metà della correzione parabolica, quindi agiscono principalmente sul lato destro. I potenziometri R 721 ed R 725, influenzando prevalentemente la prima metà della cor-

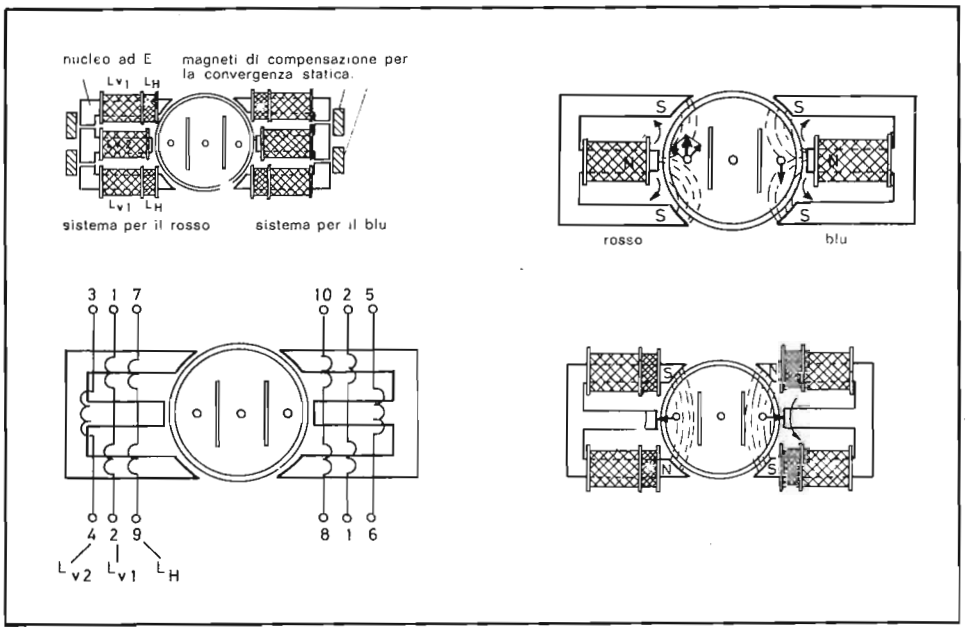


Fig. 10.40 - Struttura dell'unità di convergenza dei primi cinescopi con cannoni in linea (Grundig).

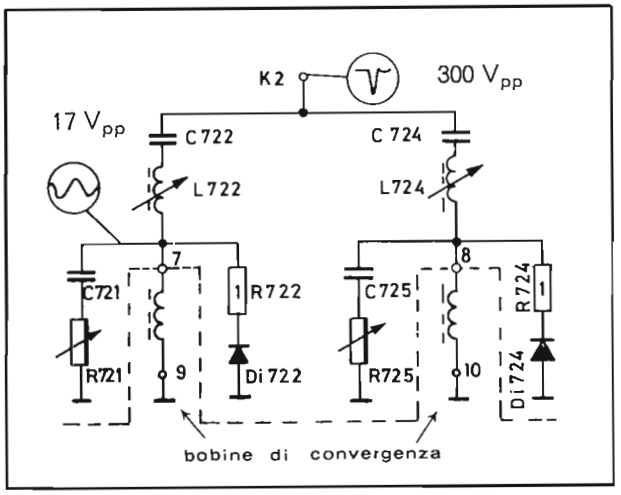


Fig. 10.41 - Circuito di convergenza dinamica orizzontale di tipo passivo per i fasci laterali del cinescopio con cannoni in linea. (Grundig).

rezione, agiscono sulla sovrapposizione delle linee sul lato sinistro del quadro.

L'inclinazione delle linee verticali può essere corretta per mezzo di un campo parabolico a frequenza di quadro. Tale campo è prodotto alimentando le bobine di convergenza con una tensione a dente di sega che, per comodità di regolazione, viene separata nelle sue parti positiva e negativa per mezzo dei diodi Di 701 e Di 703. L'entità delle correzioni indipendenti è determinata dai valori di R 702 ed R 704 (Fig. 10.42 A).

Infine, per la regolazione degli spostamenti verticali, ovvero per la convergenza delle linee orizzontali del raster sul bordo superiore e inferiore dello schermo, si ricorre ad un campo magnetico parabolico, a frequenza di quadro, ottenuto per integrazione della tensione a dente di sega presente ai capi delle bobine verticali del giogo. Il circuito usato è riportato in Fig. 10.42 B. I due diodi Di 706 e Di 711 separano la parte positiva da quella negativa ed i segnali così ottenuti vengono inviati ai cursori dei due potenziometri. Per ciascun cannone laterale è così possibile determinare, in modo indipendente, uno spostamento verticale delle righe che permette la sovrapposizione delle stesse all'estremità dello schermo.

I cinescopi con fasci o cannoni in linea, come si è visto nel capitolo quinto, sono associati a gioghi di deflessione dotati di campo con struttura predeterminata in grado di realizzare l'autoconvergenza. I rimanenti errori, dovuti alle tolleranze di fabbricazione, vengono corretti con circuiti di convergenza molto semplici, nel caso dei cinescopi PIL, e poco più complessi, nel sistema In-line 20 AX della Philips. Per quest'ultimo, in particolare, gli errori di convergenza secondo i due assi di deflessione sono imputabili a:

- difetti di fabbricazione dovuti al posizionamento non corretto del giogo sul suo alloggiamento,

- posizionamento errato del giogo sul collo del cinescopio in fase di montaggio,
- mancata equidistanza su un piano orizzontale dei tre fasci (attribuibile a montaggio non corretto dei tre cannoni),
- asimmetria delle bobine di riga del giogo,

in senso orizzontale e a:

- mancata complanarità dei tre fasci,
- complanarità su un piano non orizzontale,
- effetto di rotazione introdotto dal giogo,

in senso verticale.

Tutti gli errori di convergenza che ne conseguono possono essere corretti con l'impiego di due campi quadripolari, con assi opportuni, sovrapposti a quelli di deflessione. La configurazione particolare dei campi quadripolari di convergenza è tale da avere valore nullo al centro: per questo motivo, la loro azione si manifesta solo sui fascetti esterni (rosso - blu) e la deflessione che ne consegue dipende dalla distribuzione spaziale delle linee di forza del campo magnetico.

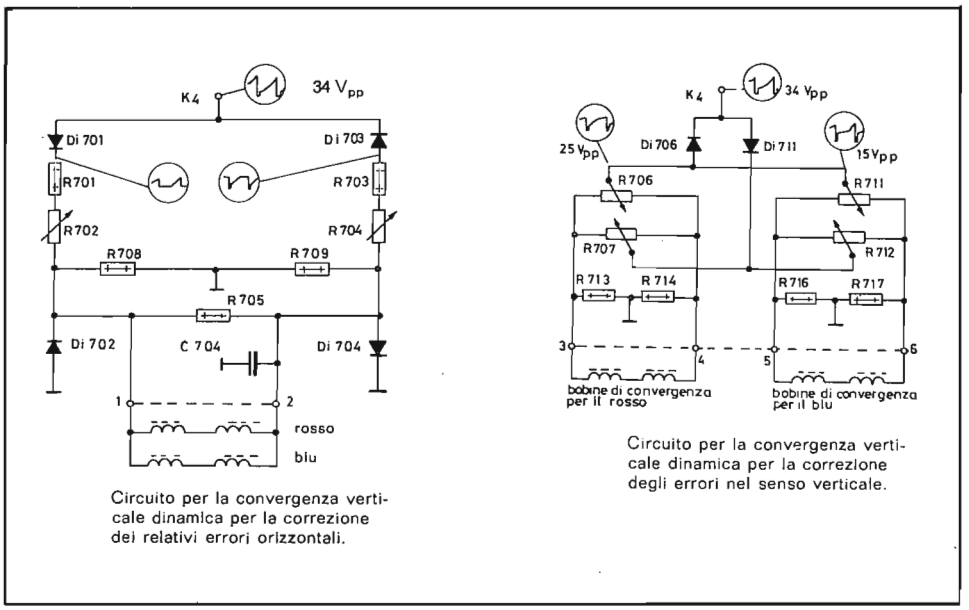


Fig. 10.42 - Circuiti per la convergenza dinamica verticale (Grundig).

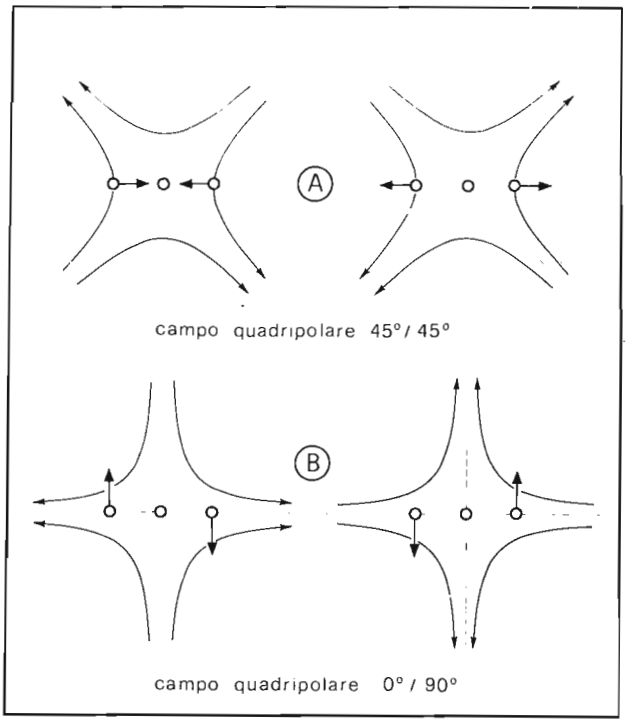


Fig. 10.43 - Campi quadripolari per la correzione degli errori di convergenza nel piano di deflessione del cinescopio In-Line.

Per rendere indipendenti le azioni esercitate dai due campi quadripolari e permettere con ciò regolazioni indipendenti secondo le due direzioni di deflessione, i loro assi sono diagonali (45°/45°) e orizzontale - verticale (0°/90°), come indicato in Fig. 10.43.

Nel caso A il movimento possibile per i due fasci esterni avviene in senso orizzontale secondo versi opposti. In B la direzione del movimento è verticale ed i versi sono ancora opposti. Per generare i due campi suddetti bisogna far uso di quattro avvolgimenti opportunamente collegati tra loro; precisamente il campo A è ottenuto per mezzo di quattro bobine toroidali (30 spire) avvolte sul nucleo di ferrite del giogo (Fig. 10.44 A), il campo B per sbilanciamento delle correnti di deflessione entro le due coppie di bobine del giogo stesso (Fig. 10. 44 B). In quest'ultimo caso è possibile generare un campo di correzione a frequenza di riga o di quadro, a seconda che lo sbilanciamento interessi le coppie di bobine di deflessione orizzontale o verticale.

Per la correzione degli errori di convergenza si richiedono correnti a dente di sega a frequenza di riga e di quadro e, in un caso, una corrente parabolica: tutte queste correnti possono comunque essere prelevate in modo molto semplice dai due circuiti di deflessione.

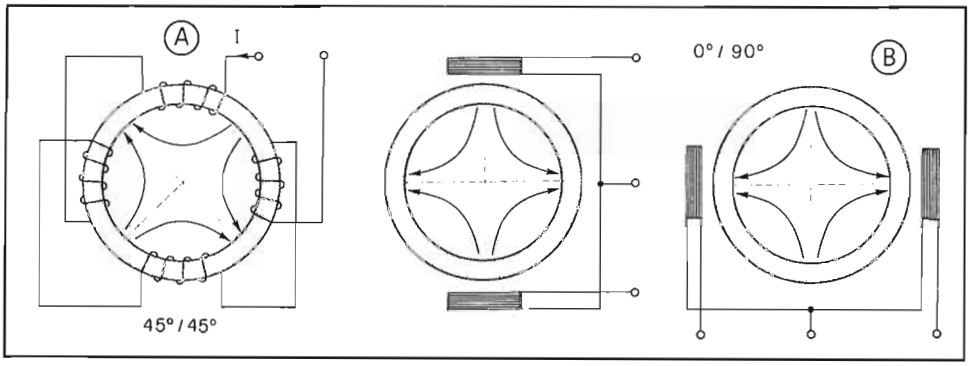


Fig. 10.44 - Produzione del campo 45°/45° per mezzo di un avvolgimento quadripolare (A) e del campo 0°/90° per sbilanciamento delle correnti di deflessione (B).

Il circuito di deflessione completo è indicato in Fig. 10.45.

Iniziamo la descrizione delle diverse parti, occupandoci per prima cosa della correzione in senso verticale. La sovrapposizione in tale direzione delle righe rossa e verde con la blu si effettua sbilanciando la corrente nelle due bobine di deflessione di quadro per mezzo dei potenziometri R 703 (basso) e R 706 (alto). Si tratta infatti di un ponte formato per due lati dalle bobine verticali poste in serie e, per gli altri due, dal partitore di tensione regolabile (Di 703, R 703, Di 704 per la parte bassa dello schermo e Di 705, R 706, Di 706 per la parte alta). La separazione tra due regolazioni avviene per mezzo del commutatore a diodi che, automaticamente, rende conduttore il ramo Di 703 - R 703 - Di 704, durante la metà inferiore, e Di 705 - R 706 - Di 706, durante la metà superiore. Lo sbilanciamento del ponte, potendo avvenire in entrambi i versi, permette di correggere qualunque errore, del tipo detto, possa presentarsi. Per limitare la corrente di sbilanciamento vengono inserite le due resistenze R 704 - R 705 di 27 ohm.

La simmetria orizzontale viene regolata agendo sullo sbilanciamento della corrente tra le bobine di deflessione orizzontale. A tale scopo, in serie con ciascuna delle due bobine di deflessione sono disposte due piccole induttanze regolabili in modo opposto, dallo stesso nucleo di taratura (L 714). Il campo di correzione, nullo nel caso di perfetta simmetria, può essere variato secondo versi opposti agendo sul nucleo di L 714.

Per la regolazione della parabola residua, si aggiunge una corrente parabolica a frequenza di riga nelle bobine orizzontali del giogo, sbilanciandole opportunamente. A tal fine la corrente di deflessione, attraversando le due bobine del trasformatore L 712 e, quindi, le resistenze R 713 e R 714 (2,2 ohm), determina una caduta di tensione a dente di sega che risulta applicata, attraverso R 712, a una parte delle spire del trasformatore L 712. Mediante integrazione attraverso le bobine di deflessione, questa tensione a dente di sega diviene una

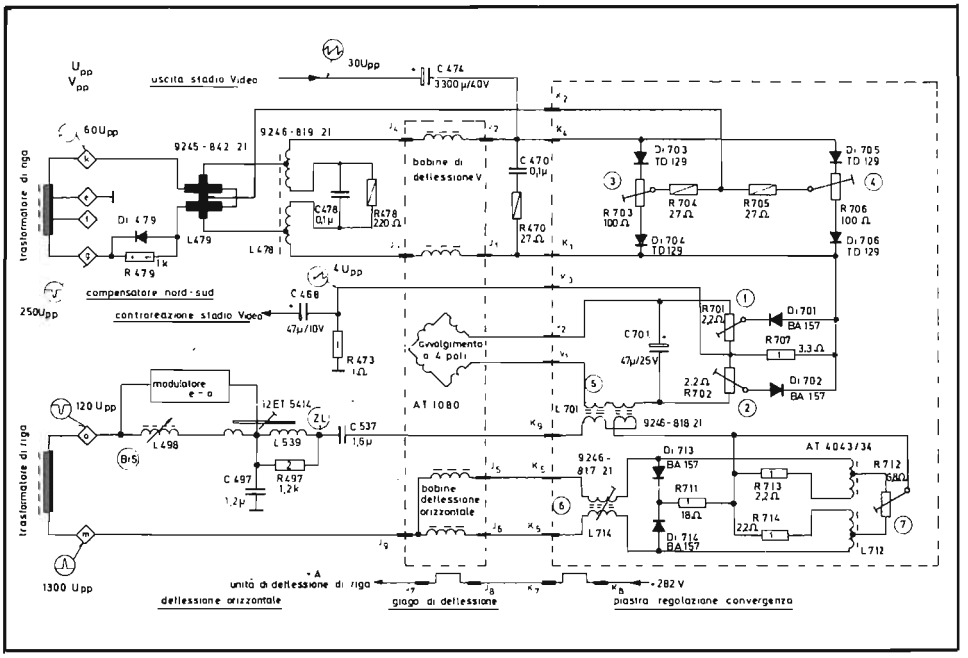


Fig. 10.45 - Schema elettrico completo del circuito per la correzione degli errori di convergenza del sistema 20 AX (Grundig).

componente di corrente parabolica che si sovrappone a quella di deflessione.

Per evitare che la convergenza dinamica interagisca con le regolazioni di quella statica, si usano due diodi che, con la loro tensione di soglia, impediscono alla parabola di correzione di presentarsi nella zona centrale della deflessione.

La correzione delle deviazioni orizzontali sull'asse centrale verticale si realizza per mezzo del campo quadripolare 45° / 45° prodotto facendo circolare nelle quattro bobine una corrente a dente di sega a 50 Hz, prelevata dallo stadio finale di quadro, e regolato, per la semionda positiva, da R 702 (parte alta del quadro) e, per quella negativa, da R 701 (parte bassa del quadro): i cursori dei due potenziometri sono infatti collegati alla resistenza di caduta R 707 alternativamente per mezzo dei diodi Di 702 e Di 701.

Infine, per la correzione dell'asimmetria orizzontale, si ricorre ad una corrente a dente di sega a frequenza di riga, per eccitare l'avvolgimento quadripolare. Ciò è ottenuto per mezzo di L 701, regolabile, che dosa l'entità dell'accoppiamento tra la corrente di deflessione orizzontale ed il circuito di correzione. La relazione di fase opposta tra le due correnti, indispensabile per correggere l'errore, che può essere positivo o negativo, viene ottenuta spostando il nucleo di regolazione verso uno o l'altro degli avvolgimenti primari di L 701.

CAPITOLO UNDICESIMO

I telecomandi e la sintonia automatica

11.1. - Introduzione

Nel presente capitolo verranno analizzati alcuni esempi significativi di telecomandi completamente elettronici per la regolazione a distanza del volume, della luminosità, del contrasto, della saturazione oltre che, naturalmente, del cambio di canale. Questa sezione del televisore a colori ha subìto notevoli miglioramenti con l'introduzione di nuovi circuiti integrati, opportunamente progettati, che fanno uso delle tecniche digitali più raffinate.

Nella seconda parte del capitolo verranno descritti alcuni circuiti accessori. Si inizierà con lo studio di un sistema di visualizzazione sullo schermo dell'ora e del programma prescelto e quindi si passerà all'analisi di un sistema di ricerca automatica e memorizzazione della sintonia.

11.2. - Telecomando a ultrasuoni sequenziale (Rex)

Il circuito di telecomando che viene descritto nel presente capitolo rappresenta un esempio di soluzione, semplice ed economica, che permette all'utente di attuare, a distanza, le funzioni di:

- accensione e cambio canali,
- regolazione del volume in aumento,
- regolazione del volume in diminuzione e spegnimento dell'apparecchio.

A tal fine il telecomando fa uso di tre frequenze ultra-acustiche diverse (34 - 37 - 40 kHz) in modo che all'emissione di ciascuna di esse corrisponda uno dei

tre comandi detti. La semplicità del sistema non permette, ovviamente, una libera scelta del canale da riprodurre, ma viene imposta la ricerca sequenziale in avanti (dal primo all'ultimo poi di nuovo al primo e così via).

11.2.1. - Trasmettitore

Il trasmettitore consta di un oscillatore, equipaggiato con un transistor (T 1), e di un circuito oscillante (L 1 - C 2). La capacità totale di quest'ultimo viene modificata aggiungendo, in parallelo a C 2, i condensatori C 4 o C 5, che vengono inseriti grazie alla conduzione di T 2 e T 3, rispettivamente. In questo modo è possibile far oscillare il circuito su tre frequenze distinte che risultano:

- 34.200 ± 200 Hz
- 37.060 ± 20 Hz
- 40.350 ± 250 Hz

Il segnale sinusoidale, presente all'estremo 6 dell'induttanza L 1 ([illegible]100 Vpp), viene applicato al trasduttore M 1 (microfono a condensatore) dopo aver attraversato il condensatore di accoppiamento C 6 (10 kpF). Il diodo D 7 fissa a zero il segnale sinusoidale fornendo così una componente continua di polarizzazione al microfono, indispensabile per evitare il raddoppiamento della frequenza ultra-acustica*.

Per poter usare tasti sensoriali si fa ricorso all'impiego di un circuito integrato CMOS (34071), che contiene quattro porte "OR" (uscita alta quando almeno uno dei due ingressi è alto), per il cui funzionamento gli ingressi richiedono correnti estremamente ridotte (circa 100 nA).

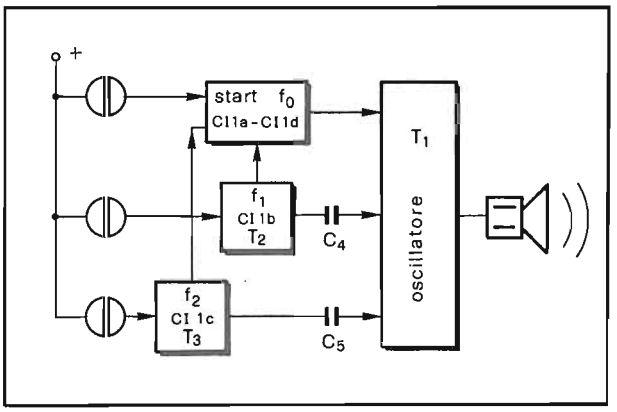


Fig. 11.1 - Schema a blocchi del trasmettitore sequenziale a tre frequenze.

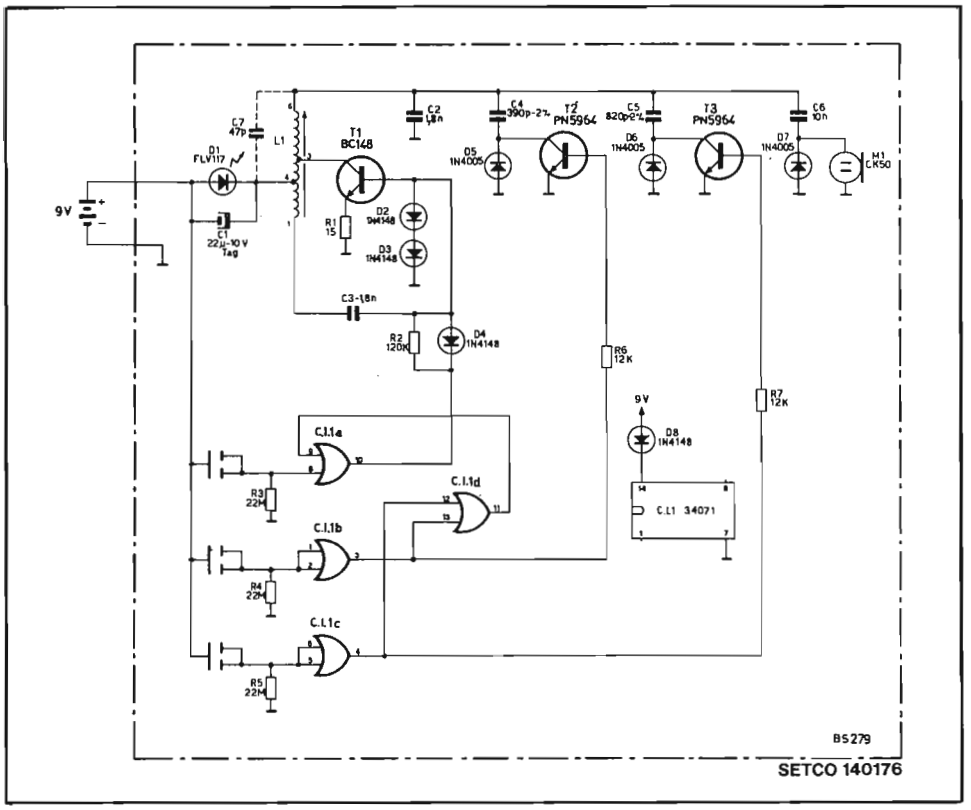


Fig. 11.2 - Schema elettrico del trasmettitore ad ultrasuoni di tipo sequenziale (Rex).

Esaminiamo ora il funzionamento del trasmettitore, facendo riferimento alle Figg. 11.1 e 11.2 che ne riportano lo schema a blocchi ed elettrico.

Se nessuno dei tre tasti viene sfiorato, le uscite delle quattro porte sono basse e, quindi, tutti e tre i transistors risultano interdetti. In queste condizioni l'oscillatore è bloccato e l'assorbimento di corrente dalla batteria si riduce a soli 5μA.

Lo sfioramento di uno qualunque dei tre tasti produce l'innalzamento della tensione di uno dei due ingressi di CI 1 a e quindi dell'uscita. Con ciò viene alimentato il circuito di base di T 1 che entra così in oscillazione.

Se viene sfiorato uno dei tasti inferiori, oltre all'accensione dell'oscillatore, si ha la conduzione di T 2 o T 3 e quindi l'abbassamento della frequenza di funzionamento.

I due diodi D 2 - D 3 posti tra base e massa del transistor oscillatore, assieme alla resistenza di emettitore R 1, rendono minima la variazione di frequenza al modificarsi della tensione di batteria da 9 a 7 V e compensano la deriva termica del transistor.

11.2.2. - Ricevitore

Il ricevitore è costituito, come si può osservare dalla Fig. 11.3 che ne riporta lo schema a blocchi, da un microfono seguito da un amplificatore all'uscita del quale è inserito un circuito risonante. La frequenza di accordo di quest'ultimo viene variata ritmicamente assumendo, in successione, i tre valori emessi dal trasmettitore. Ciò è ottenuto per mezzo dell'aggiunta dei condensatori C 25 e C 26, a seguito del pilotaggio effettuato da un contatore a modulo 3 (un ciclo completo ogni tre impulsi d'ingresso), i cui impulsi di comando sono prodotti da un multivibratore astabile *(clock)*. Il periodo di oscillazione del generatore di clock è modificato in funzione del comando rivelato e vale esattamente:

- 20 ms in attesa di comando (T 6 in conduzione),

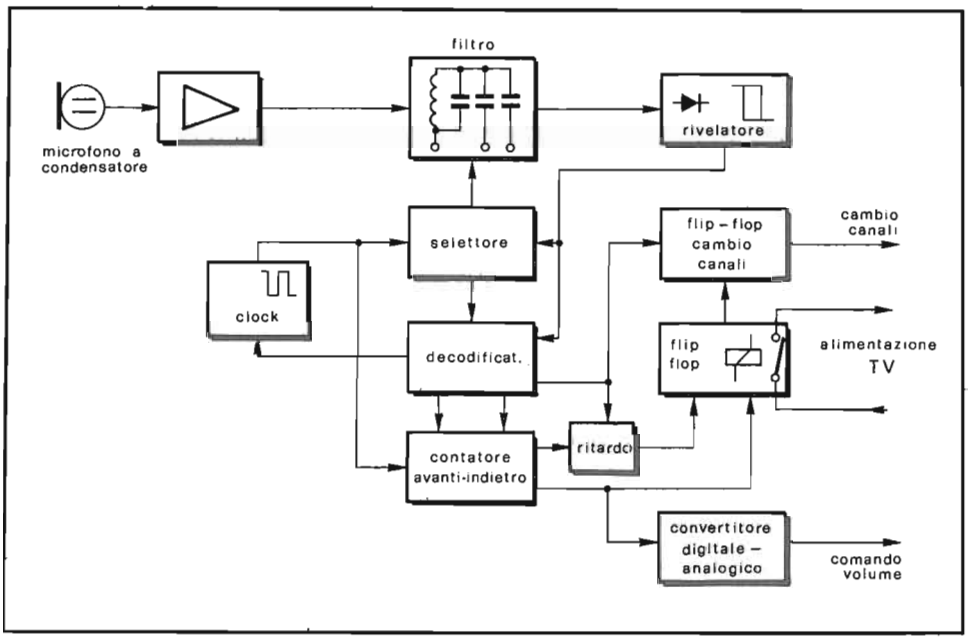


Fig. 11.3 - Schema a blocchi del ricevitore per il comando sequenziale a tre frequenze.

- 600 ms durante il comando di volume (T 5 in conduzione),
- 1,1 s durante il cambio canale e l'accensione.

Quando viene ricevuto un comando ultrasonico di frequenza pari a quella istantanea di sintonia, il rivelatore, che comprende anche un circuito a soglia per assicurare un funzionamento privo di incertezze, blocca il selettore, la cui posizione viene "letta" da una decodifica che riconosce il tipo di comando ricevuto.

L'uscita della decodifica abilita o il flip-flop per il cambio canale, o il contatore avanti-indietro per l'aumento o la riduzione della tensione di comando del volume (quest'ultima ottenuta per mezzo della conversione digitale-analogica del segnale d'uscita del contatore) e, contemporaneamente, modifica la frequenza di funzionamento del generatore di clock.

L'accensione del televisore può essere telecomandata premendo il pulsante di selezione canali, mentre lo spegnimento può essere ottenuto tenendo premuto per un tempo sufficientemente lungo il pulsante di diminuzione volume. In quest'ultimo caso, quando l'uscita del contatore avanti-indietro raggiunge la posizione 0000, viene fatto commutare il flip-flop dell'accensione e quindi diseccitare il relè R L 1.

Esaminiamo ora in dettaglio il funzionamento del ricevitore facendo riferimento alla Fig. 11.4. Il segnale ultrasonico captato dal microfono viene amplificato da tre transistors T 1 - T 2 - T 3 collegati tra loro con reti a resistenza e capacità. All'uscita di T 3 è connesso un circuito selettivo LC la cui frequenza di risonanza varia nel tempo, al ritmo imposto dal multivibratore astabile T 7 - T 8, a seguito dell'inserimento, in parallelo a C 12, dei condensatori C 25 e C 26. La sequenza di questa inserzione è determinata da un contatore (CI 7 a - b) che riceve il comando di clock dal circuito multivibratore astabile (T 7 - T 8). Il circuito CI 7 a - b (SN 7473) è un doppio flip-flop connesso in modo tale che la configurazione delle uscite Q (piedini 13 e 8), relativamente al numero di impulsi di clock, risultano:

n° impulso clock	freq.accordo	Q 1 (13)	Q 2 (8)	$\bar{Q}$ 1 (12)	$\bar{Q}$ 2 (9)
n	40 kHz	0	0	1	1
n + 1	34 kHz	0	1	1	0
n + 2	37 kHz	1	0	0	1
n + 3	40 kHz	0	0	1	1

I condensatori di accordo C 25 e C 26 sono connessi a massa, a seconda della configurazione del selettore, per mezzo degli *invertitori* CI 3 a e 3 b, a collet-

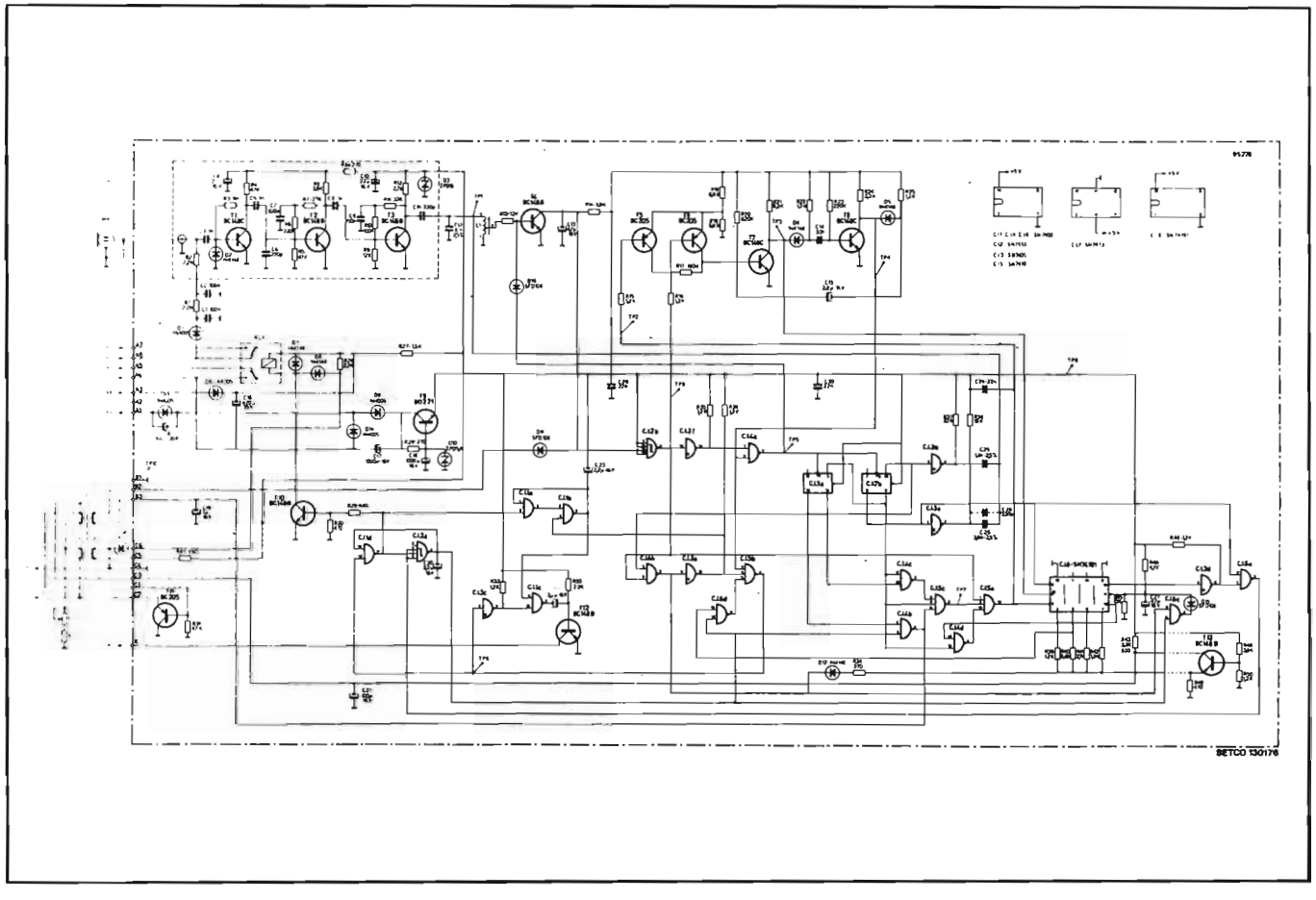


Fig. 11.4 - Schema elettrico del ricevitore per il telecomando ad ultrasuoni di tipo sequenziale (Rex).

tore aperto. Le resistenze R 37 e R 38 equalizzano il fattore di bontà del filtro al variare della frequenza di accordo.

Il generatore di clock è un multivibratore astabile il cui periodo nominale è di 1,3 s che viene ridotto, come si è detto, a 0,6 s e 0,02 s a seconda del comando ricevuto. Questi due periodi sono ottenuti riducendo il valore della resistenza di base R 20 di T 7, per mezzo della conduzione di T 5 o T 6.

Il generatore di clock oscilla in permanenza ed il contatore di modulo 3, passando attraverso le tre posizioni indicate in tabella, modifica di conseguenza la frequenza di accordo del circuito selettivo.

Se la frequenza ricevuta dal microfono corrisponde a quella istantanea di accordo del circuito, si ha la conduzione di T 4 ed il segnale presente al suo collettore, livellato da C 13 - R 14, va a pilotare l'invertitore a soglia CI 2 b (SN 7413) e, quindi, CI 3 f. In questo modo l'uscita di CI 3 f (piedino 12) si abbassa e mantiene interdetta la porta CI 4 a, isolando così il contatore (CI 7 a - b), che si blocca nella posizione corrispondente al segnale trasmesso, e lo mantiene in questo stato per tutta la durata della trasmissione. Lo stato del contatore, in corrispondenza del bloccaggio, individua il tipo di comando trasmesso. Possono presentarsi, così, diverse situazioni che passiamo ora a descrivere in dettaglio.

Posizione di attesa.

Chiudendo l'interruttore generale del ricevitore TV si alimenta la basetta del telecomando e in tal modo l'apparecchio è pronto a ricevere il comando di accensione. Quando si alimenta l'apparecchio, infatti, il flip-flop formato da CI 1 d e CI 2 a si posiziona automaticamente, a causa del diverso livello di scatto delle due porte (più alto per CI 2 a trattandosi di un *trigger*), con l'uscita corrispondente al piedino 11 a zero. T 10 risulta perciò interdetto ed il relè, posto al suo collettore, diseccitato (televisore spento). Inoltre la porta (NOR) CI 6 c presenta un'uscita a basso livello, essendo alti i suoi due ingressi (piedini 9 e 10), e ciò blocca il contatore CI 8 che viene pure *resettato* sul valore 0110 imposto dalla particolare connessione dei suoi ingressi di *preset* (piedini 15, 1, 10, 9). Questa posizione è stata scelta per ottenere un volume normalizzato all'atto dell'accensione.

Accensione.

Quando viene ricevuto il comando di accensione (frequenza di 37 kHz), il contatore viene bloccato nella posizione Q 1 = 1, Q 2 = 0. La conduzione del transistor T 4, con conseguente diminuzione della sua V_{CE}, fa scattare CI 2 b la cui uscita (piedino 8) si porta al livello di alimentazione. Gli effetti di questa variazione sono:

- la conduzione di T 6, con conseguente diminuzione della resistenza di base di T 7 e quindi aumento della frequenza di oscillazione del generatore di clock (T 7 - T 8);

- abbassamento dell'uscita di CI 3 f (piedino 12), che blocca CI 4 a e quindi il contatore CI 7 a - 7 b;
- abbassamento a livello zero dell'uscita del CI 6 b, in quanto i suoi due ingressi si trovano al livello 1, e conseguente salita allo stesso livello dell'uscita 8 di CI 6 c; ciò fornisce il consenso al piedino 11 del CI 8 che inizia il conteggio.

Dopo due impulsi di clock il contatore presenta un'uscita 0001 e, quindi, il piedino 2 di CI 8, portandosi a basso livello, fa alzare l'uscita della porta CI 6 d. CI 5 b, trovandosi ora con gli ingressi 5 e 4 ad alto livello, lascia passare gli impulsi di clock, che pervengono al piedino 3, provenienti dal multivibratore.

Il primo impulso di clock determina la commutazione del flip-flop CI 1 b-CI 2 a, quindi la conduzione di T 10, ovvero l'eccitazione del relè che accende il televisore. Ora, mentre l'uscita di CI 6 c continua a rimanere alta, abilitando con ciò il contatore CI 8 a contare, per effetto della commutazione di stato di CI 2 a (conseguente all'accensione) si ha il blocco del contatore: ciò a causa dell'abbassamento di tensione all'uscita 6 di CI 2 a portato al piedino 4 di CI 8 per mezzo delle porte CI 4 b - CI 5 c - CI 5 a.

Cambio canale.

Non appena il televisore è stato acceso, rilasciando e premendo nuovamente il tasto del cambio canale si ottiene la funzione di cambio canale. Il flip-flop CI 1 a - CI 1 b si trova ora con i due ingressi (piedini 2 e 5) a livello 1. Quando il tasto viene premuto, il flip-flop commuta portando a 1 il suo livello di uscita (piedino 6). Ciò accade perché la rilevazione della nota ultrasonica da parte di T 4 produce l'abbassamento dell'ingresso di CI 2 b che si trasferisce, attraverso CI 6 b e CI 3 a, all'ingresso 5 del flip-flop. In questo modo CI 1 c è abilitato a trasferire gli impulsi di clock che gli pervengono, per mezzo di CI 3 c - CI 5 b, dal multivibratore astabile T 7 - T 8 che ora oscilla con un periodo di 1,2 s (T 5 e T 6 interdetti).

Il circuito CI 5 a, che interdice T 5, contemporaneamente disabilita CI 8 al conteggio e ciò per evitare variazioni di volume nella fase di cambio canale. Il segnale per il cambio del canale viene così fornito dal transistor T 12 sotto forma di impulsi aventi un periodo di 1,2 s.

Per evitare suoni sgradevoli nella fase di commutazione del canale, il diodo D 12 viene reso conduttore predisponendo così, in parallelo a R 39 - R 40 - R 41 - R 42, la resistenza R 34 che riduce al minimo il livello del volume.

Regolazione in aumento del volume.

Una tensione continua crescente nel tempo, cui corrisponderà un volume crescente, viene generata nel ricevitore per mezzo del contatore CI 8, che riceve gli impulsi di clock e fornisce alle sue quattro uscite (piedini 3-2-6-7), in co-

dice binario, il numero di impulsi contati. L'uscita digitale viene trasformata in analogica per mezzo di quattro resistenze diverse, ma scelte in modo da possedere valori che stanno nei rapporti 1, 2, 4, 8, così da sviluppare, con la combinazione delle loro correnti, 16 livelli diversi di tensione continua ai capi della comune resistenza R 49. Perché il contatore CI 8 possa contare in avanti, si richiede che si trovino al livello logico 0 i piedini 4 (abilitazione al conteggio), 5 (conteggio in avanti) e al livello 1 il piedino 11 (load). Questa situazione è verificata solamente quando i flip-flop CI 7 a e CI 7 b si trovano con le uscite Q 1 = 0 e Q 2 = 0 e tutti e tre gli ingressi di CI 5 a si trovano al livello 1. Ciò si verifica, nel caso ipotizzato, poiché:

- il piedino 1 è alto, essendo il segnale trasmesso rivelato;
- il piedino 2 è alto, per mezzo di CI 5 c - CI 7 b e $\overline{Q}2 = 1$;
- il piedino 13 è alto non essendo raggiunta ancora da parte del contatore la posizione limite 1111.

In queste condizioni il contatore conta in avanti facendo aumentare il volume.

Regolazione in diminuzione del volume.

La situazione è identica alla precedente con la sola differenza che il selettore (CI 7 a - 7 b) si trova nella condizione Q 1 = 0, Q 2 = 1 e quindi risulta alto il potenziale del piedino 5 di CI 8 (conteggio indietro).

Spegnimento.

Quando il contatore CI 8 ha raggiunto la posizione di minimo (0000) dal piedino 13 esce un impulso che, per mezzo di CI 3 d - CI 6 a, va a comandare il flip-flop CI 1 a che commuta. T 10 viene così interdetto ed il relè diseccitato.

11.3. - Telecomando Grundig Tele-Pilot 12

Il telecomando Tele-Pilot 12 permette di selezionare a distanza, in modo autonomo, 12 programmi e regolare, in aumento o in diminuzione, il volume, la luminosità e la saturazione. Risulta possibile inoltre l'inserzione e la disinserzione del ricevitore TV nonché il blocco temporaneo del suono *(quick-ton)*.

Per la trasmissione dei segnali di comando vengono impiegate delle onde ultrasonore comprese nella gamma di frequenze che va da 34,69 kHz a 42,75 kHz (tra la seconda e la terza armonica della frequenza di riga). Pur realizzando un gran numero di funzioni (20), il sistema fa uso di sole cinque frequenze che però, combinate tra di loro, permettono 32 possibilità. Ad ognuna delle cinque frequenze viene associato un numero in codice binario che servirà, al ricevitore, per interpretare le istruzioni ricevute.

11.3.1. - Trasmettitore

Il trasmettitore comprende un oscillatore la cui frequenza può venir modificata per l'aggiunta, in parallelo al circuito risonante, di una capacità. Tale azione è esercitata da 5 transistors che vengono portati uno alla volta in conduzione, in modo sequenziale, dalla combinazione delle uscite del doppio flip-flop CI 165 (SN 7473) e dai segnali provenienti dalla tastiera.

Le 20 funzioni di cui si è detto comprendono altrettante combinazioni delle 5 frequenze trasmesse (che indicheremo con A, B, C, D, E); la codifica scelta per minimizzare il tempo di trasmissione e per separare i due gruppi di comandi (canali ed analogici) risulta essere caratterizzata dalla presenza della frequenza più alta (E), solo per i comandi di canale, e dalla presenza non simultanea delle frequenze C e D. Il piano di codifica risulta dalla seguente tabella:

funzione	frequenze	A	B	C	D	E
riposo		0	0	0	0	0
saturazione -		0	1	0	0	0
saturazione +		1	1	0	0	0
volume - -		0	0	1	0	0
volume +		1	0	1	0	0
luminosità -		0	1	1	0	0
luminosità +		1	1	1	0	0
attesa		0	0	0	1	0
quick-ton		1	0	0	1	0
Canale 1		0	0	0	0	1
Canale 2		1	0	0	0	1
Canale 3		0	1	0	0	1
Canale 4		1	1	0	0	1
Canale 5		0	0	1	0	1
Canale 6		1	0	1	0	1
Canale 7		0	1	1	0	1
Canale 8		1	1	1	0	1
Canale 9		0	0	0	1	1
Canale 10		1	0	0	1	1
Canale 11		0	1	0	1	1
Canale 12		1	1	0	1	1

Veniamo ora alla descrizione del funzionamento del trasmettitore facendo riferimento alla Fig. 11.5.

Il multivibratore Tr 181 - Tr 184, che fornisce il segnale di clock per il circuito integrato CI 165, oscilla ad una frequenza di 100 - 120 Hz determinando così la

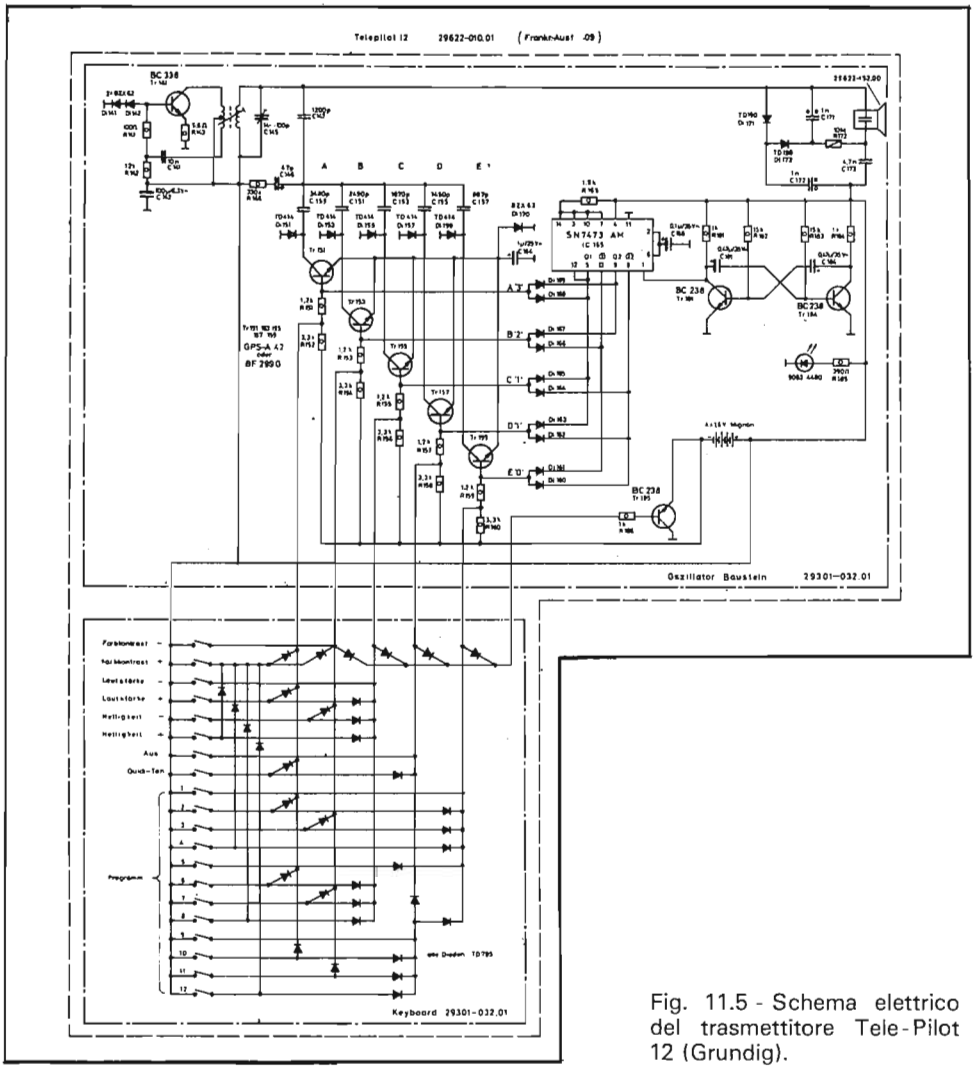


Fig. 11.5 - Schema elettrico del trasmettitore Tele-Pilot 12 (Grundig).

cadenza della successione delle frequenze trasmesse. Tale segnale viene diviso per 4 da un doppio flip-flop, in modo che le combinazioni dei segnali disponibili sulle uscite Q 1, Q 2 e $\overline{Q}$ 1, $\overline{Q}$ 2 permetta di inserire in un ciclo completo (4 oscillazioni complete del multivibratore) 4 frequenze. La combinazione delle uscite è ottenuta per mezzo di una matrice di diodi (Di 160 ... Di 169), all'uscita

della quale sono disponibili i tempi per l'emissione delle frequenze A, B, C (oppure D) ed E (per il cambio canale).

Sulle 5 uscite della matrice si ottiene la successione E, D (o C), B e A, per ogni ciclo, che viene modificata (nel caso che possono venir soppresse le frequenze corrispondenti) dall'attivazione dei pulsanti di funzione della tastiera, secondo il piano di codifica riportato in tabella.

Per spiegarci meglio, supponiamo che sia premuto il tasto *saturazione* (01001). La chiusura del tasto (più in generale di uno qualunque) produce la conduzione di Tr 185 che provvede all'alimentazione dell'intero circuito; allo stesso tempo viene applicata una tensione positiva alla base di Tr 153 che però sarà in grado di renderlo conduttore solo quando si alzeranno pure le uscite $\overline{Q}$ 1 e Q 2 dei flip-flop (diodi Di 166 e Di 167 interdetti): ciò accadrà al terzo impulso di ciclo del multivibratore astabile. La conduzione di Tr 153 produce l'inserimento di C 151 in parallelo al circuito risonante dell'oscillatore, che così si porta a lavorare sulla frequenza di 36,05 kHz. Dopo un periodo di oscillazione

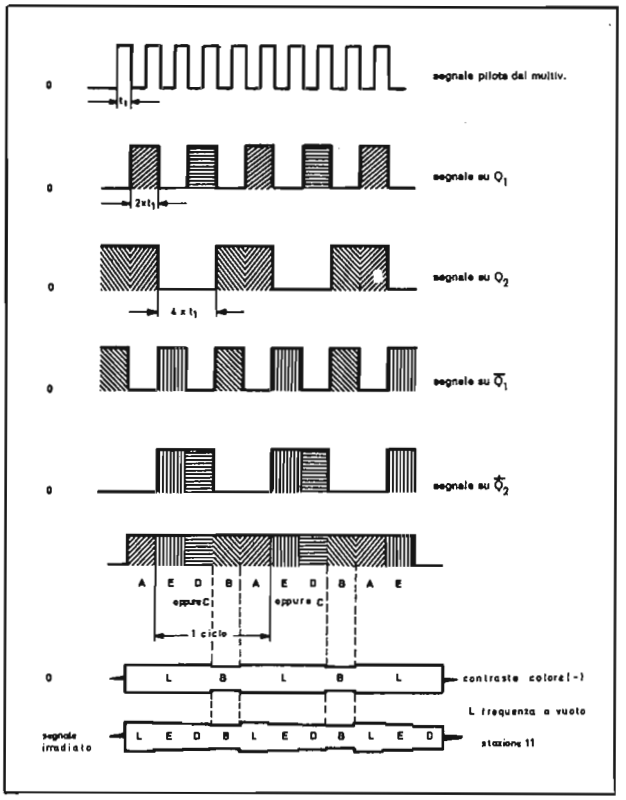


Fig. 11.6 - Andamento dei segnali presenti nei punti caratteristici del trasmettitore per la formazione della sequenza delle frequenze trasmesse.

del multivibratore, l'uscita Q 1 del flip-flop si abbassa, il diodo Di 166 conduce e blocca il transistor Tr 153, che scollega C 151 dall'oscillatore. Quest'ultimo oscilla, così, liberamente alla frequenza di circa 73 kHz.

Mantenendo premuto il tasto *saturazione* - si ha l'irradiazione ciclica della frequenza B intervallata da emissioni sulla frequenza libera (L), secondo quanto riportato nella Fig. 11.6.

La tensione di polarizzazione dell'altoparlante a condensatore viene generata per mezzo di un circuito duplicatore di tensione formato dai diodi Di 171 - Di 172 e dai condensatori di carica C 171 - C 172. Gli emettitori dei transistors interruttori vanno a massa attraverso il diodo di fuga Di 170 per cui essi si trovano ad una tensione positiva di 0,6 - 0,7 V. Questa tensione serve a compensare quella di caduta dei diodi della matrice Di 160 ... Di 169 e l'uscita residua a livello 0 del CI 165.

I diodi Di 164 - 165 e Di 162 - 163 sono collegati in parallelo, perché le frequenze C e D non devono mai venire irradiate contemporaneamente.

L'oscillatore è del tipo Hartley e, grazie alla configurazione del circuito di base (Di 141 - 142, R 143) che lo fa operare come sorgente di corrente costante*, fornisce un'uscita praticamente costante entro un'ampia gamma di valori di frequenza.

11.3.2. - Ricevitore

Il ricevitore Tele-Pilot 12 è costruito secondo lo schema a blocchi di Fig. 11.7 e comprende un microfono a condensatore*, un amplificatore a larga banda, uno stadio pilota che alimenta 5 circuiti risonanti accordati sulla frequenza di emissione del trasmettitore (A ... E), una decodifica che riconosce il comando trasmesso e un sistema di tre memorie che hanno il compito di trattenere l'informazione analogica relativa ai tre segnali di luminosità, saturazione e volume.

Il segnale captato dal microfono a condensatore viene amplificato dai tre transistors Tr 07, Tr 12, Tr 19 e dal pilota Tr 24 al cui collettore sono applicati, in serie, i primari di 5 circuiti risonanti accordati sulle frequenze trasmesse. Sulle prese dei circuiti risonanti sono derivati dei diodi raddrizzatori (Di 25, Di 28, Di 32, Di 36, Di 41 e Di 44) i quali, in seguito all'eccitazione dei circuiti selettivi, mettono in conduzione i transistors Tr 25 (A), Tr 28 (B), Tr 32 (C), Tr 36 (D), Tr 41 (E), portando i loro collettori al potenziale di 5 V circa. I condensatori posti tra il collettore e la base dei primi 5 transistors li fanno lavorare come *integratori di Miller* permettendo così un adeguato filtraggio della loro tensione di collettore. Le uscite di collettore dei 5 transistors vengono inviate ai quattro ingressi dell'integrato SN 74141 (decodifica BCD-decimale) dopo la combinazione delle uscite corrispondenti alle frequenze C e D con quella relativa alla frequenza E, per mezzo dei diodi Di 35, Di 39, Di 42 e Di 43. In questo modo, ad ogni combinazione d'ingresso che non contenga la frequenza E, corrisponde

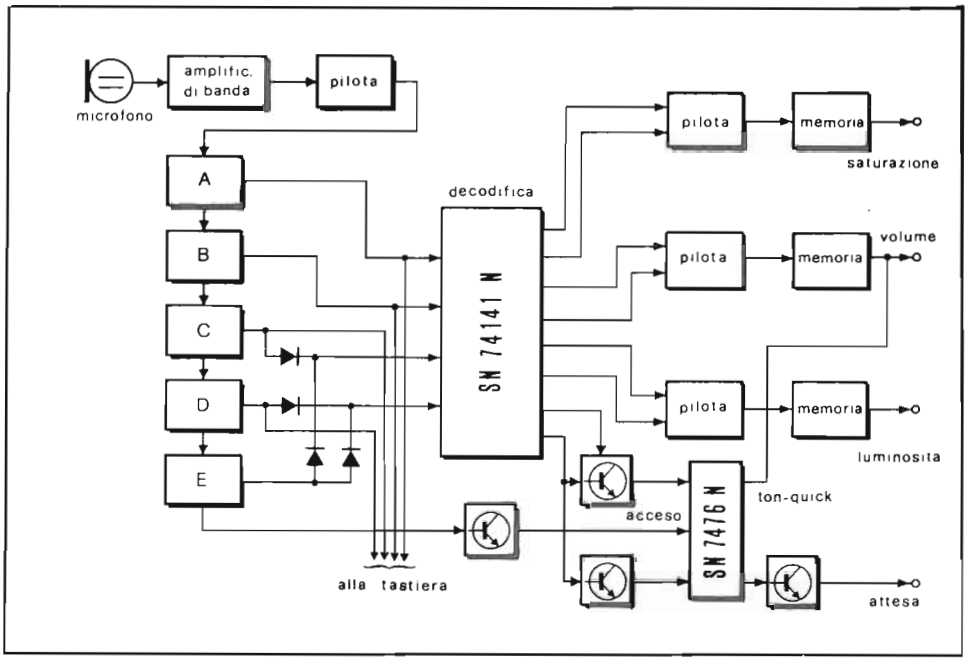


Fig. 11.7 - Schema a blocchi della parte ricevente del telecomando Tele-Pilot 12.

un numero decimale compreso tra 0 e 9 che porta a livello logico 1 una delle 10 uscite, cui corrispondono altrettante funzioni logiche. In realtà ai numeri 0 (posizione di riposo) e 1 (libera) non fa riscontro alcuna funzione, essendo i corrispondenti piedini 16 e 15 dell'integrato SN 74141 liberi (Fig. 11.8).

Per comprendere il funzionamento relativo alle uscite analogiche (volume, saturazione e luminosità), limitiamoci a considerare il caso del comando di saturazione. Premendo al trasmettitore il tasto *saturazione* + (trasmissione delle frequenze A-B-L-L-L), il CI 35 (SN 74141) si dispone con tutte le uscite alte (livello 1) salvo quella corrispondente al piedino 9 che si porta al livello 0, cui corrisponde l'interdizione del transistor d'uscita ad esso collegato, poiché l'emettitore di quest'ultimo si trova a +5 V. La sua tensione di collettore, che tenderebbe a portarsi al valore di alimentazione (+ 255 V), viene limitata a 82,5-92,5 V per mezzo di uno dei due diodi Zener Di 65-Di 66. Questa tensione stabilizzata accende una lampadina a gas contenuta nell'unità di memoria (S B 2) e carica il condensatore connesso tra *gate* del MOSFET e massa. La variazione positiva di tensione al *gate* viene prelevata al *source* dello stesso transistor ed inviata al piedino 15 del TBA 510, producendo così un aumento del contrasto colore.

Nel caso venga premuto il tasto *saturazione* - (frequenze trasmesse nella se-

quenza L-B-L-L-L), si abbassa la tensione al piedino 8 e così viene interdetto il transistor Tr69. Giunge in tal modo all'ingresso dell'unità di memoria una tensione negativa di 82,5-92,5 V limitata da uno dei due diodi Zener Di65-Di66 (l'altro, rispetto al caso precedente) e così la lampada viene nuovamente accesa provvedendo alla scarica lenta del condensatore contenuto nell'unità di memoria. Si ottiene in questo modo, all'uscita del *source* del MOSFET, una tensione positiva in diminuzione e altrettanto fa la saturazione.

Per come è costruita l'unità di memoria, quando viene a cessare il comando, la lampada a gas si spegne e così il condensatore di accumulo (C = 1,5 μF) "vede" ai suoi capi una resistenza di valore elevatissimo ($\sim 6 \cdot 10^{12}$ ohm). La costante di tempo di scarica del circuito è allora così alta che la tensione di carica può variare di solo il 2% dopo un tempo di 48 ore. Questa condizione è possibile solamente inserendo l'unità di memoria entro un contenitore a prova di luce per evitare fenomeni di ionizzazione del gas contenuto entro la lampada che ne abbasserebbe il valore di resistenza.

La predisposizione al funzionamento viene ottenuta al trasmettitore premendo il tasto AUS cui corrisponde l'emissione della sequenza L-L-L-D-L. In questo modo il piedino 1 dell'SN 74141 si porta a livello 0. Il Tr53 è bloccato e ciò produce l'abbassamento del livello di tensione al piedino 3 *(clear)* con conseguenti innalzamento del livello di uscita (piedino 14) del flip-flop e saturazione del transistor Tr59. Ciò porta all'eccitazione del relè che mette in funzione l'apparecchio TV.

Al piedino 14 del CI55 è pure collegato il diodo Di80 che permette al tran-

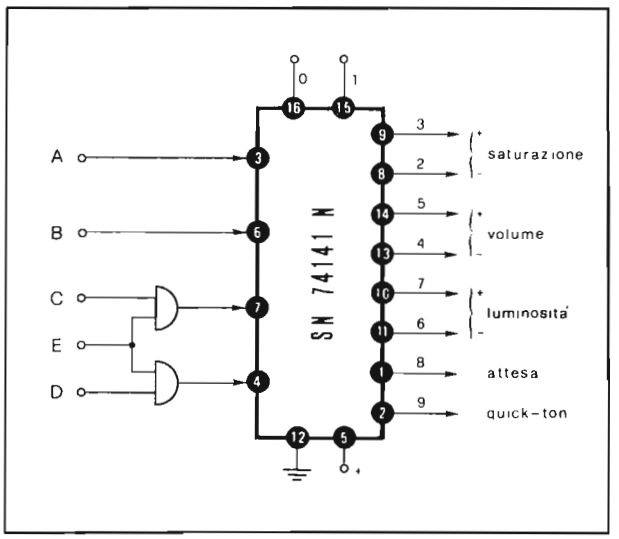


Fig. 11.8 - Decodifica BCD-decimale per la traduzione delle frequenze ricevute in segnali di comando.

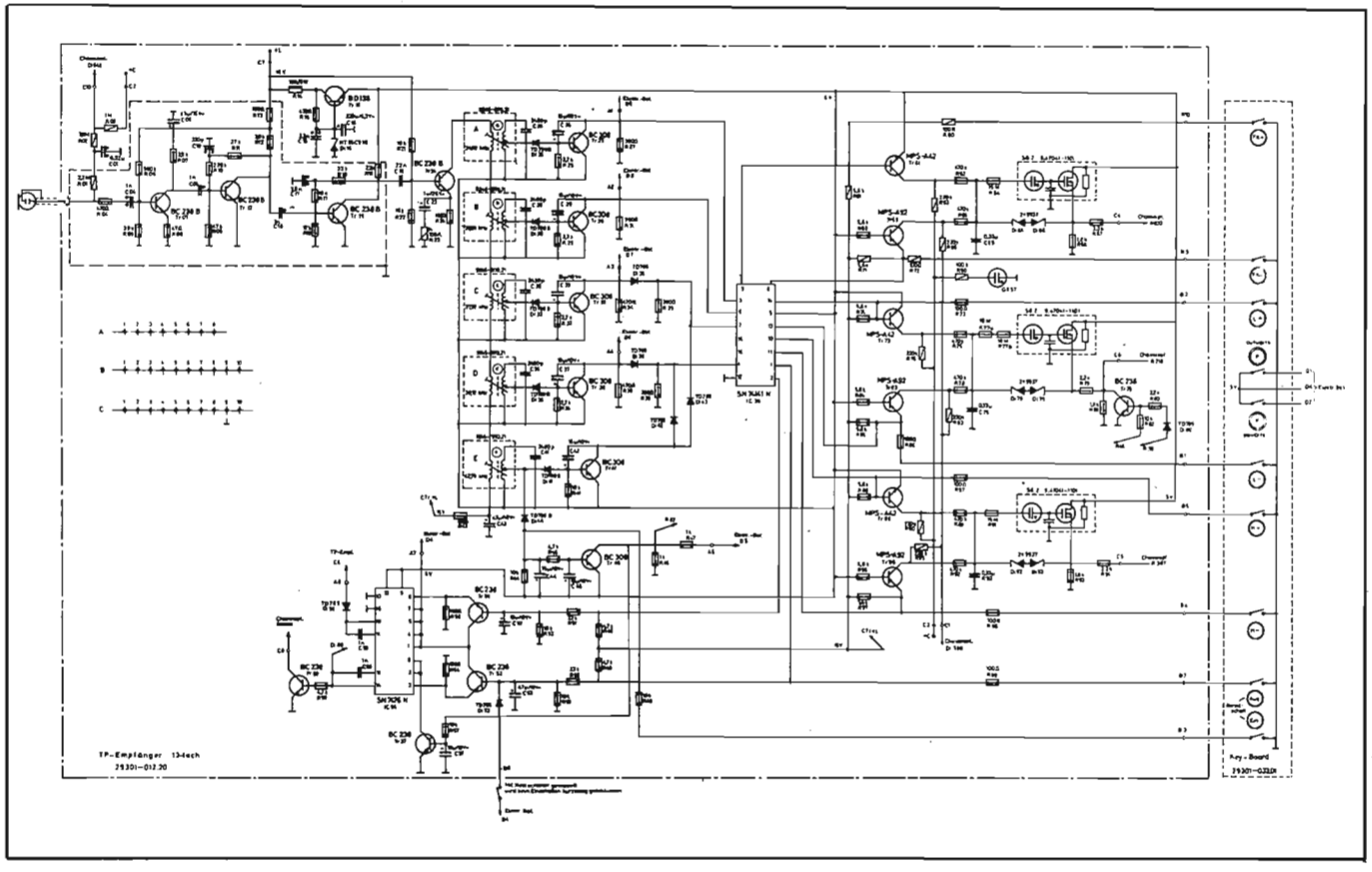


Fig. 11.9 - Schema elettrico del ricevitore tele Pilot 12 (Grundig).

sistor Tr 79 di divenire conduttore ponendo a massa l'uscita del controllo del volume. In questo modo vengono eliminati i rumori di disturbo durante la disinserzione.

Il funzionamento *quick-ton* (corrispondente all'emissione della sequenza A-L-L-D-L) produce l'abbassamento a livello 0 dell'uscita al piedino 2. Il Tr 56 risulta così bloccato e l'ingresso di clock (piedino 6) del flip-flop si abbassa: si ha così l'inversione dello stato con conseguente raggiungimento del livello 0 dell'uscita Q dello stesso flip-flop (piedino 10). Il diodo Di 59 diviene ora conduttore producendo l'abbassamento della tensione di controllo per l'amplificatore di FI audio e quindi la riduzione del volume. Premendo ancora il tasto, il flip-flop commuta nuovamente e ciò, interdicendo il diodo Di 59, causa il ritorno del suono al valore normale.

L'azionamento di uno dei tasti di programma produce l'emissione della frequenza E e, per questo motivo, Tr 41 va in conduzione attraverso Di 41. I diodi Di 42 e Di 43, mantenendo alti gli ingressi C e D (piedini 7 e 4) del SN 74141, ne determinano l'*overflow* e quindi la non modificazione dello stato delle uscite analogiche.

11.4. - Telecomando ad ultrasuoni Rex

Il circuito descritto nel presente paragrafo rappresenta una soluzione tecnica molto avanzata di telecomando che permette:

- la scelta diretta di uno fra gli otto canali presintonizzati,
- la regolazione, in aumento o in diminuzione, della luminosità, della saturazione e del volume,
- la normalizzazione, ad un livello medio ottimale, della luminosità e della saturazione,
- l'accensione e lo spegnimento del televisore.

Queste diverse operazioni sono ottenute per mezzo dell'emissione codificata di segnali ultrasonici aventi 16 frequenze tra loro differenti.

Tutte le operazioni dette possono essere eseguite, anche senza l'impiego del trasmettitore, agendo direttamente sui tasti sensoriali posti sul cruscotto del ricevitore TV.

11.4.1. - Trasmettitore

Il trasmettitore (Fig. 11.10) è composto principalmente da un circuito integrato MOS del tipo SAA 1024 seguito da un amplificatore il cui carico è costituito da un trasformatore (L 1) accordato, che alimenta un altoparlante a condensatore.

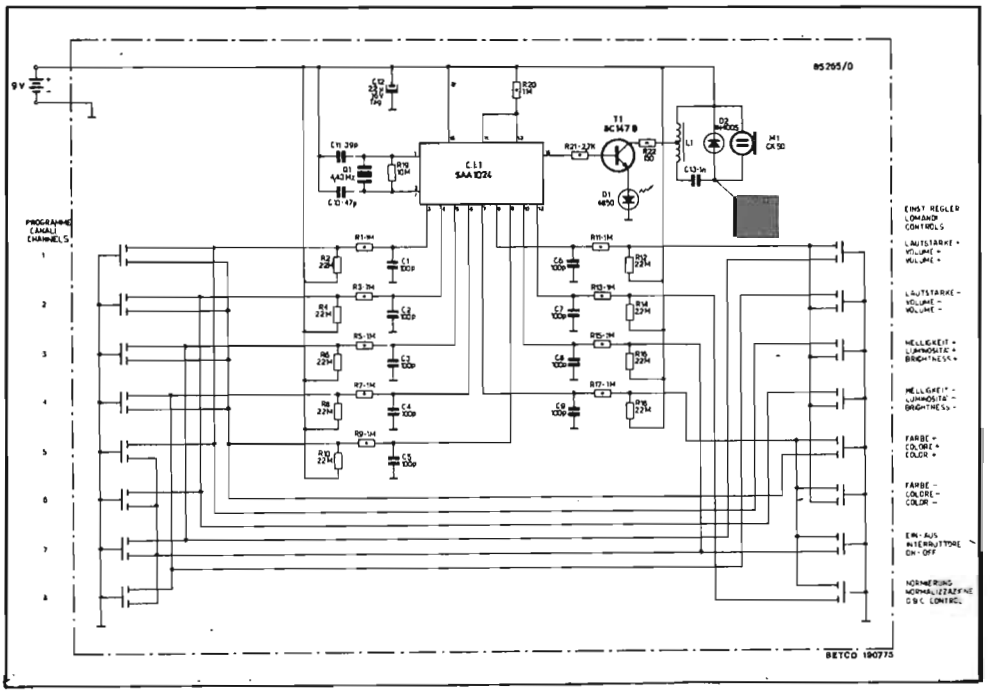


Fig. 11.10 - Schema elettrico del trasmettitore ad ultrasuoni (Rex).

Il circuito integrato SAA 1024 incorpora le funzioni di:

- oscillatore a 4,43 MHz quarzato,
- divisore di frequenza fisso, utilizzante il sistema di divisione per soppressione di impulsi,
- divisore programmabile esternamente (piedini 3.. 10-12) a 11 ingressi,
- secondo divisore fisso,
- protezione contro i falsi comandi.

Gli 11 ingressi sono divisi in due famiglie (5 + 6) in modo da fornire 30 combinazioni diverse, cui corrispondono altrettante frequenze che vanno da 33,945 kHz a 43,990 kHz e distano, reciprocamente, di 346,4 Hz. Nel circuito in esame vengono utilizzate solo 16 combinazioni, secondo quanto riportato nella tabella.

Ad ogni ingresso è inserito un condensatore da 100 pF (C 1 - C 8) ed una resistenza di 1 Mohm (R 1 - R 3 ... R 17), con funzione di antidisturbo e di protezione contro le cariche elettrostatiche, ed una resistenza di 22 Mohm (R 2 - R 4 ...

R 18) che, in assenza di comando, fissa i diversi ingressi alla tensione positiva garantendone così l'interdizione. La soglia di scatto dei diversi ingressi è di circa 4,9 V per cui la massima resistenza di comando (dito dell'operatore) non deve superare i 10 Mohm. I due ingressi 11 e 13, non utilizzati, sono stati fissati alla tensione positiva di alimentazione per mezzo di R 20, onde assicurarne l'interdizione.

piedino	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	
funzione												frequenza (kHz)
rete	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	33,945
saturazione-	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	34,638
normalizzazione	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	34,984
saturazione-	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	35,330
luminosità +	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	36,023
luminosità -	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	36,716
volume +	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	37,404
volume-	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	38,101
canale 1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	38,794
canale 2	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	39,487
canale 3	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	40,180
canale 4	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	40,872
canale 5	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	41,565
canale 6	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	42,258
canale 7	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	42,951
canale 8	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	43,643

Ogni qualvolta viene sfiorato un tasto di comando, il circuito formatore dell'impulso di uscita produce un'onda rettangolare, al piedino 15, di frequenza corrispondente alla combinazione prescelta. Questo segnale è applicato alla base di T 1, che funziona in classe C, il cui carico di collettore è costituito da un circuito oscillante accordato al centro della banda ultrasonica utilizzata (circa 38 kHz). Il diodo LED, inserito tra emittore e massa, visualizza la condizione di funzionamento del trasmettitore. Il collettore del transistor fa capo ad una presa intermedia della bobina L 1 ai capi della quale si localizza una tensione sinusoidale di circa 150 V. Questa tensione è applicata, per mezzo di un condensatore (C 13), al trasduttore elettroacustico M 1 in parallelo al quale è collegato un diodo, la cui funzione è di produrre una tensione continua di polarizzazione per lo stesso trasduttore. In assenza di polarizzazione, il segnale sinusoidale applicato farebbe avvicinare le armature del condensatore costituente il trasduttore due volte ogni ciclo, facendogli così emettere un segnale a frequenza doppia rispetto a quella del segnale applicato.

11.4.2. - Ricevitore

Il ricevitore è formato dalle seguenti sezioni:

- alimentatore,
- amplificatore del segnale ultrasonico,
- decodificatore del segnale ultrasonico,
- decodificatore per la selezione del programma,
- interfaccia per i comandi analogici del volume, luminosità e saturazione,
- comando dell'accensione del televisore,

collegati tra di loro secondo lo schema a blocchi riportato in Fig. 11.11.

Il segnale ultrasonico proveniente dal trasmettitore viene captato dal microfono a condensatore M 1, che è polarizzato con una tensione continua di 250 V (proveniente dal TV tramite il contatto Y 5). Esso viene quindi inviato al circuito integrato CI 1 che si compone di due amplificatori operazionali collegati in cascata. Ciascuno di essi è connesso come *filtro attivo* per mezzo della rete di

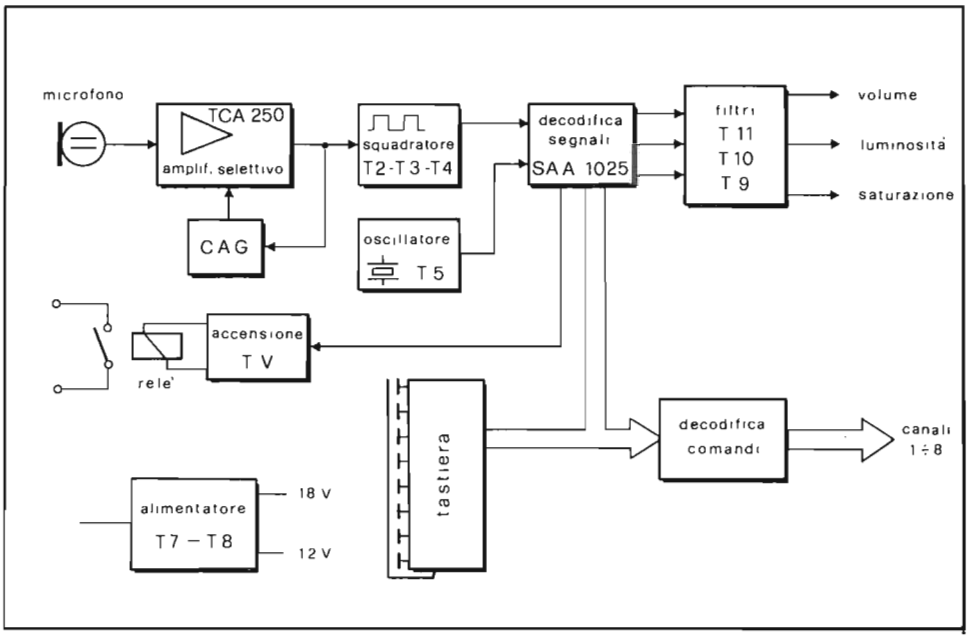


Fig. 11.11 - Schema a blocchi della parte ricevente del telecomando a 16 frequenze (Rex).

controreazione selettiva a T formata da C5-C6-R6-R4, per il primo e C9-C10-R11-R10 per il secondo.

Questa connessione rende selettivi i due amplificatori che, così, vengono a presentare una curva di risposta "a campana" centrata su circa 43,8 kHz e 34 kHz, rispettivamente. In questo modo la curva di selettività totale si estende su tutte le frequenze ultrasoniche usate al telecomando (Fig. 11.12).

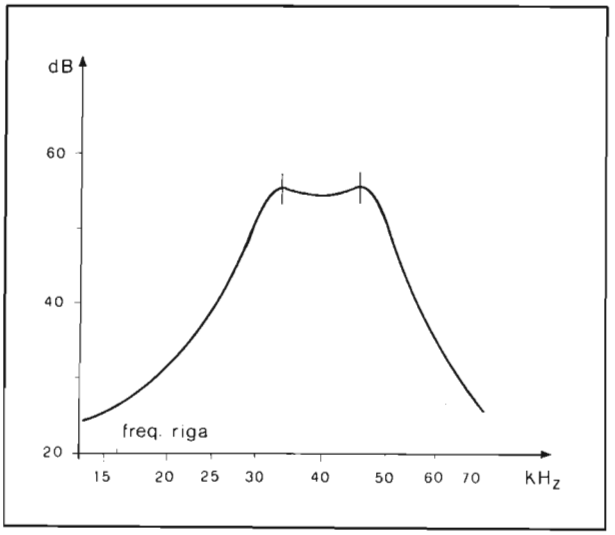


Fig. 11.12 - Curva di selettività totale dell'amplificatore dei segnali ultrasonici.

Per evitare che in presenza di segnale molto forte (trasmettitore molto vicino al microfono) la seconda sezione del circuito integrato possa andare in saturazione, provocando con ciò la formazione di segnali spuri, è stato introdotto il CAG. Questo circuito opera nel modo seguente: il segnale d'uscita al piedino 1 dell'integrato, rettificato da D4 e filtrato da C16, porta in conduzione T1 e D3. La resistenza interna di quest'ultimo, assieme a R9, forma un partitore resistivo che introduce un'attenuazione sul segnale uscente dal piedino 13 ed entrante al piedino 5. In questo modo il livello di segnale utile disponibile all'uscita 1 dell'integrato risulta essere compresa tra 200 mV e 2,5 V. Dopo un'ulteriore amplificazione operata da T2 il segnale giunge al *trigger di Schmitt* T3-T4 all'uscita del quale è così disponibile un'onda quadra di 15 Vpp. Quest'ultima è inviata all'ingresso 14 dell'integrato SAA 1025 per la decodifica, mentre al piedino 15 viene iniettato il segnale a 4,43 MHz prodotto dall'oscillatore a quarzo T5. Questo circuito oscilla continuamente generando la frequenza di riferimento *(clock)*, indispensabile per il conteggio degli impulsi in arrivo dal trasmettito-

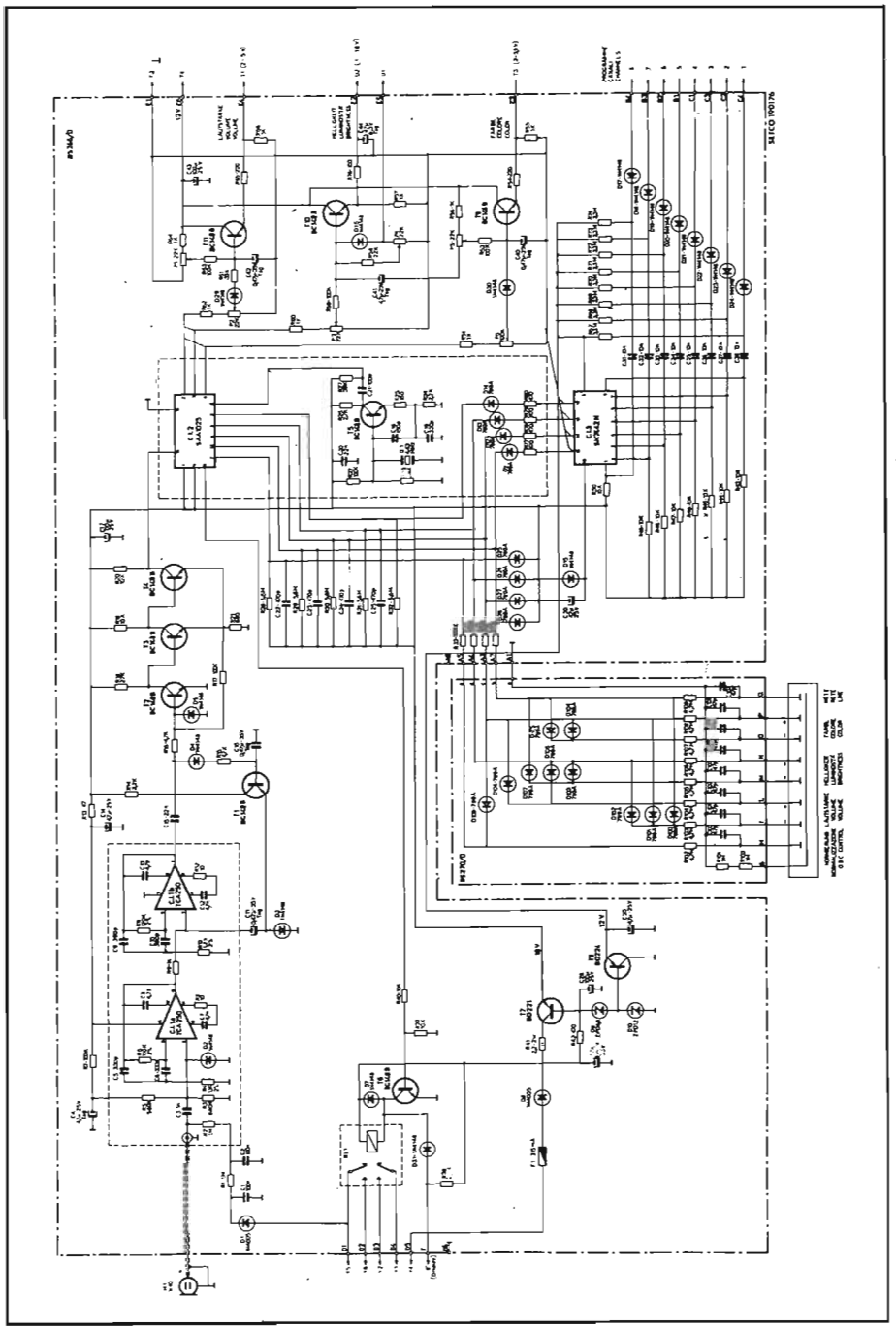


Fig. 11.13 - Schema elettrico della parte ricevente del telecomando ad ultrasuoni a 16 frequenze (Rex).

re e, quindi, per il riconoscimento dei segnali corretti.

Il circuito integrato SAA 1025, normalmente alimentato con tensione negativa, per esigenze circuitali è stato posto con il piedino di massa a + 18 V (piedino 1) e con quello di alimentazione (piedino 16) a massa.

Come si vede dall'esame della Fig. 11.13, al piedino 14 viene iniettata la tensione ad onda quadra, proveniente dal *trigger*, che il circuito integrato confronta con un tempo base ricavato per divisione dal segnale che riceve, al piedino 15, dall'oscillatore a quarzo. Il circuito integrato ripete per tre volte il conteggio prima di riconoscere come valido il segnale ricevuto ed eseguire quindi la funzione corrispondente alla frequenza ricevuta. In caso di errori (ad es. frequenze diverse da quelle previste dalla tabella) il circuito, fornito di opportuni dispositivi di blocco, li ignora.

All'atto dell'accensione dell'interruttore generale (condizione di *stand-by*) il televisore è spento ed il CI 2 si presenta nelle seguenti condizioni:

- piedino 6 a tensione 0 V,
- piedino 15 con segnale a 4,43 MHz,
- piedini 2-3-4 con segnali a onda quadra aventi un rapporto pieno-vuoto, a livello normalizzato, rispettivamente, 10/21, 18/13 e 16/15,

e solamente il segnale di accensione può essere efficace.

Inviando il segnale ultrasonico di accensione (33,945 kHz), dopo circa 0,7 s, la tensione al piedino 6 si porta a + 18 V saturando T 6 che eccita così il relé RL 1 e ciò produce l'accensione dell'apparecchio. Premendo nuovamente lo stesso tasto al trasmettitore, si produce lo spegnimento del televisore.

Quando il relè è eccitato, si possono compiere tutte le altre regolazioni inviando i segnali alle relative frequenze; per i tre comandi analogici (volume, luminosità e saturazione), il valore del rapporto pieno-vuoto, raggiunto al cessare del comando, resta memorizzato nel circuito integrato e viene fornito continuamente all'uscita.

Il comando di normalizzazione agisce soltanto sulle regolazioni di luminosità e saturazione, mentre la regolazione del volume viene normalizzata, assieme alle altre due, solamente all'accensione dell'interruttore generale.

L'SAA 1025 è in grado di memorizzare il livello delle grandezze analogiche, a televisore spento purché venga applicata una tensione di almeno 10 V tra il piedino 5 e massa (assorbimento di 0,2 mA). Questa possibilità non è sfruttata nel circuito descritto e, per tale motivo, il piedino 5 è connesso all'alimentazione.

In presenza di segnali ultrasonici di frequenza opportuna al piedino 14, sulle uscite 7-8-9-11-12 si presentano delle onde rettangolari oscillanti in ampiezza tra 6 V e 18 V che rappresentano, in codice binario a logica negativa (stato 1 = 6 V, stato 0 = 18 V), le funzioni dei vari comandi secondo la tabella seguente.

piedino	12	11	9	8	7	
funzione						frequenza (kHz)
rete	1	0	0	0	0	33,945
saturazione +	0	1	0	0	0	34,638
normalizzazione	0	1	0	0	1	34,984
saturazione -	1	1	0	0	0	35,330
luminosità +	0	0	1	0	0	36,023
luminosità -	1	0	1	0	0	36,716
volume +	0	1	1	0	0	37,409
volume -	1	1	1	0	0	38,101
canale 1	0	0	0	1	0	38,794
canale 2	1	0	0	1	0	39,487
canale 3	0	1	0	1	0	40,180
canale 4	1	1	0	1	0	40,872
canale 5	0	0	1	1	0	41,567
canale 6	1	0	1	1	0	42,258
canale 7	0	1	1	1	0	42,951
canale 8	1	1	1	1	0	43,643

Dalla stessa tabella si nota che i segnali di cambio canali sono contraddistinti, in codice binario, dalla presenza del livello 1 per il piedino 8; questa condizione permette al decodificatore SN 7442 di gestirli correttamente.

Il cambio canale può essere attuato anche direttamente, per mezzo della tastiera del televisore. Analogamente, i comandi di accensione e spegnimento, di regolazione delle grandezze analogiche e di normalizzazione possono essere attuate direttamente, in sostituzione dei comandi ad ultrasuoni, per mezzo dell'apposita tastiera sensoriale di cui è dotato il ricevitore. A tal fine i segnali disponibili sugli 8 tasti di regolazione vengono codificati, per mezzo della matrice a diodi D 100 ... D 109, e inviati agli ingressi 7-8-9-11-12 dell'SAA 1025 producendo gli stessi effetti del telecomando.

Premendo uno dei tasti relativi ai comandi analogici si ha la variazione progressiva (in aumento o in diminuzione) del rapporto pieno-vuoto dell'onda rettangolare corrispondente (piedini 2, 3 o 4) passando da 1/30 (comando al minimo) a 30/1 (comando al massimo) in 30 gradini (Fig. 11.14).

I segnali ad onda rettangolare, prima di essere inviati ai circuiti di regolazione, vengono filtrati e trasformati in tensione continua.

Consideriamo, ad esempio, il comando di saturazione. Dal piedino 4 dell'SAA 1025 l'onda rettangolare viene ridotta in ampiezza da P 6, per stabilire l'esatto valore massimo della saturazione, quindi filtrato da C 40 e amplificato da T 9, connesso come *emitter-follower*. L'uscita, prelevata per mezzo del partitore R 54 - R 55, viene inviata al contatto T 3 al quale è collegato, per mezzo di

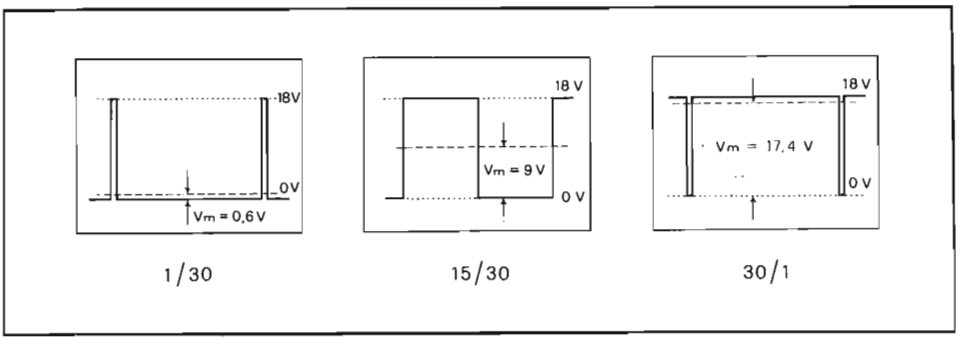


Fig. 11.14 - Onde rettangolari con diversi rapporti pieno-vuoto per la regolazione dei comandi analogici.

un *trimmer* di preregolazione, il piedino corrispondente del circuito integrato TBA 560.

Il controllo di luminosità, in modo analogo, viene attuato per mezzo del transistor T 10 la cui tensione di emettitore è determinata dal rapporto pieno-vuoto della tensione rettangolare disponibile all'uscita 3 dell'SAA 1025, che viene filtrata da R 59-51. Dal morsetto E 5 della scheda giunge al catodo del diodo D 16 una tensione positiva proveniente dal circuito di limitazione della corrente del fascio (contenuto sul telaio del ricevitore) che si riduce quando viene superata la soglia prestabilita, rendendo conduttore D 16 e obbligando la base di T 10 (quindi l'emettitore) a bloccarsi ad un basso livello.

Per la decodifica dei segnali di cambio canale, vengono inviati i 4 segnali relativi alle uscite 8-9-11-12 dell'SAA 1025 agli ingressi 12-13-14-15 dell'SN 7442 N. Questo circuito integrato converte il numero del canale, espresso in codice binario ciclico, in decimale, fornendo un'uscita bassa (O V) in corrispondenza ad una tra 8 combinazioni d'entrata.

Siccome il codice binario applicato all'ingresso è di tipo impulsivo ciclico (impulsi della durata di 23 ms che si ripetono ogni 184 ms) anche l'uscita corrispondente sarà sostituita da impulsi delle stesse caratteristiche. Questi ultimi sono traslati di livello per mezzo dei condensatori di accoppiamenti C 31 ... C 38, dei diodi D 17 ... D 24 e delle resistenze R 67 ... R 74, risultando così compresi tra 7 e 12 V. Ogni uscita è collegata direttamente all'ingresso corrispondente dei circuiti integrati che effettuano la commutazione del programma (SAS 560-SAS 570).

11.5. - Modulo orologio e indicatore di canale

Da qualche anno, la disponibilità di circuiti ad alta integrazione di tipo MOS ha permesso di realizzare, in modo relativamente semplice, un sistema di indi-

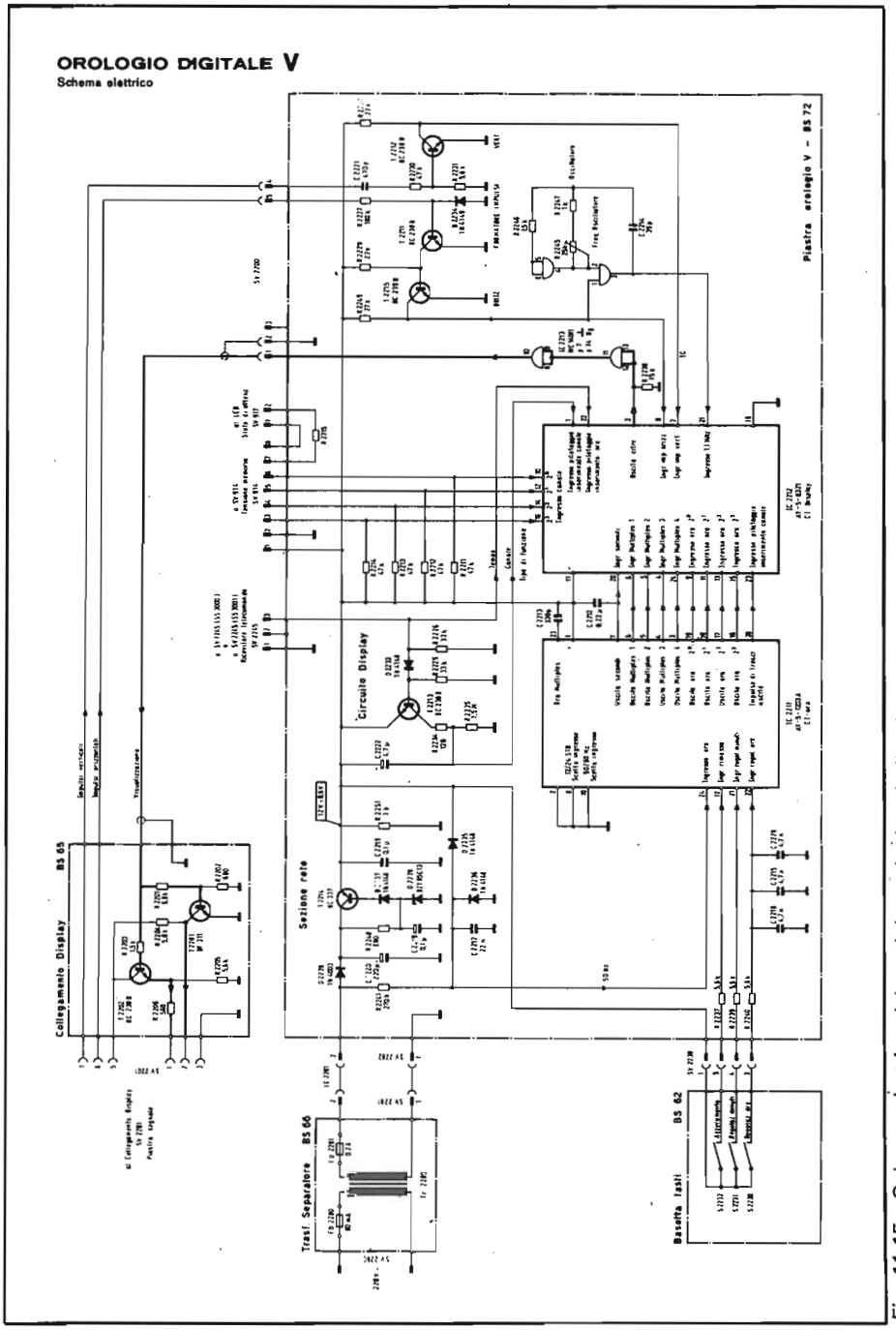


Fig. 11.15 - Schema elettrico del modulo orologio e indicazione canale che fa uso del segnale di rete come base dei tempi (Telefunken).

cazione del numero del canale ricevuto e dell'ora, che fa uso dello stesso cinescopio a colori come *display*.

In pratica, per quanto riguarda il circuito "orologio", si può dire che le tendenze che si incontrano in pratica sono sostanzialmente due. Una impiega un sistema che fa uso della tensione sinusoidale di rete come base dei tempi e, per mezzo di un'opportuna successione di divisioni, provvede a fornire le indicazioni digitali dell'ora e dei minuti che vengono tradotte in immagini da un apposito circuito integrato.

La seconda soluzione, più complessa, possiede un generatore a quarzo, che fornisce la base dei tempi ad alta stabilità, la cui uscita viene divisa opportunamente per fornire i segnali digitali relativi alle ore e ai minuti.

La prima tecnica, avendo bisogno della tensione di rete, cessa di funzionare qualora questa venga a mancare. La seconda, invece, può diventare auto-sufficiente semplicemente dotando il ricevitore di una batteria di valore opportuno in grado di garantire l'alimentazione dell'unità. Dato il bassissimo consumo di corrente, la durata di una normale batteria è di circa 2 anni.

In Fig. 11.15 è riportato lo schema elettrico dell'unità orologio che equipaggia alcuni televisori a colori Telefunken costruito secondo la tecnica descritta per prima. L'unità fa uso di tre circuiti integrati AY-5-1203A, AY-5-8321 e MC 14011 costruiti con tecnica MOS e di alcuni transistors con funzioni accessorie. Il CI 2211 esplica le funzioni di generatore di segnali di tempo, ricevendo al piedino 24 un segnale a 50 Hz di 12 Vpp ottenuto squadrando la tensione sinusoidale, presente al secondario del trasformatore di rete, per mezzo dei diodi D 2235 - D 2236. Per l'azzeramento dei contatori interni viene portato a + 12 V l'ingresso 12 dell'integrato, per mezzo del corrispondente pulsante. In modo del tutto analogo è possibile la regolazione indipendente delle cifre dei minuti e delle ore, per mezzo dei due pulsanti relativi che agiscono sugli ingressi 21 e 22, rispettivamente.

Per evitare di dover usare un numero di uscite rilevanti, anziché disporre delle cifre in codice binario con dati in parallelo, è stata preferita la soluzione *multiplex* (dati relativi alle diverse cifre trasmessi all'uscita in sequenza nel tempo secondo un codice prestabilito). In questo modo sono sufficienti per ogni cifra compresa tra 0 e 9, quattro uscite (2^0-2^1-2^2-2^3), che fanno capo ai piedini 19-18-17-16. Per una corretta interpretazione dei dati vengono pure fornite quattro uscite per il codice multiplex (6-5-4-3), che si portano al livello logico 1 durante l'intervallo di tempo nel quale viene trasmessa l'informazione corrispondente.

Per il caricamento dei dati in uscita, entro il circuito integrato seguente, (CI 2212) è disponibile un impulso di *strobe* che sale al livello logico 1 in corrispondenza alla metà circa dell'intervallo di multiplex attribuito a ciascuna uscita.

Passiamo ora a descrivere il funzionamento dell'AY-5-8321. Questo circuito integrato riceve le informazioni relative all'ora ed ai minuti, nonché gli impulsi

accessori, dal CI 2211 ed il numero del canale sintonizzato, espresso in codice binario a 4 *bit* (quindi da 1 a 16), agli ingressi 10-12-14-16. Con queste infor-

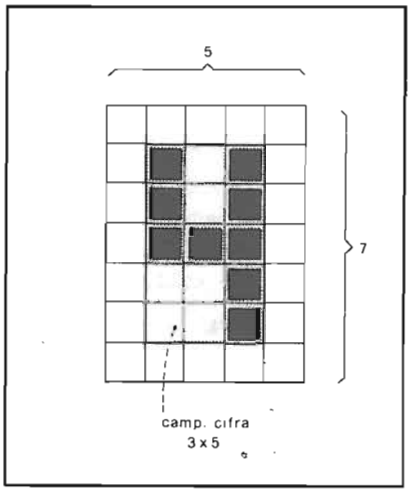


Fig. 11.16 - Formazione della cifra sullo schermo del televisore a partire da una matrice 3x5.

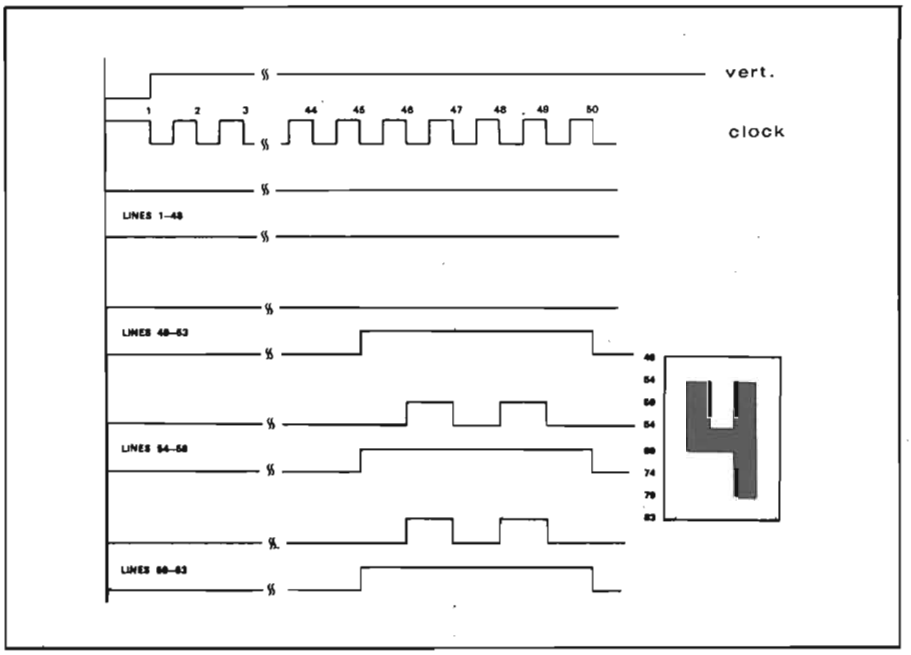


Fig. 11.17 - Andamento dei segnali per la formazione della cifra sullo schermo.

mazioni il circuito integrato è in grado di generare le cifre corrispondenti fornendole, sotto forma di segnale oscillante tra i livelli logici 0 e 1, all'uscita 3. Per espletare questa funzione il circuito si avvale di una memoria di caratteri interna (ROM = memoria a sola lettura), degli impulsi di ritorno di riga (piedino 8) e di quadro (piedino 7), per un corretto posizionamento delle cifre, ed infine di un segnale di clock a 1,1 MHz (piedino 21), per la suddivisione della riga, ovvero per determinare la posizione in senso orizzontale delle cifre.

Ciascun carattere consta di 15 punti *(dots)* composti secondo una matrice 3x5 con aggiunto un bordo opzionale, attorno a ciascun carattere, per un totale di 35 punti (5x7). In Fig. 11.16 è rappresentato il modo con il quale viene formata la cifra 4. Ciascun punto della matrice dura 0,9 μs in direzione orizzontale e occupa cinque linee in direzione verticale.

Per comprendere il modo con il quale viene formata la cifra del canale (e analogamente quella dell'orologio) sullo schermo, si faccia riferimento alla Fig. 11.17. All'arrivo dell'impulso di sincronismo verticale ha inizio il conteggio degli impulsi di ritorno di riga cui corrispondono altrettante righe di scansione. Giunti alla 49ª riga viene alzata l'uscita 2 dell'integrato che corrisponde alla formazione del riquadro (possibilità non usata nel circuito in esame) e così fino alla 83ª riga (per un totale, appunto, di 35 linee per semiquadro). Per la delimitazione in senso orizzontale del riquadro, ovvero per la formazione dei punti del carattere, viene usato un segnale di clock a 1,1 MHz, generato dal circuito integrato MC 14011 (due AND, dei quattro disponibili, connessi tra di loro come multivibratore astabile). Per garantire la corretta relazione di fase tra il segnale di clock e quello di sincronismo di riga, quindi per garantire l'esatto allineamen-

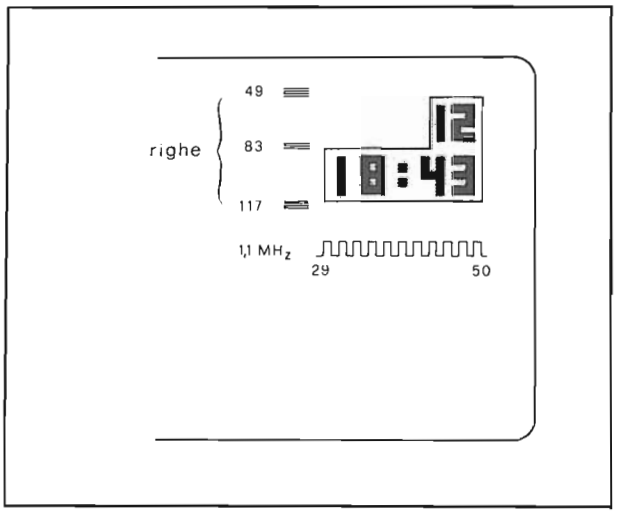


Fig. 11.18 - Posizione delle cifre di canale e orologio sullo schermo del televisore.

to verticale dei *dots* della matrice, si ricorre all'agganciamento dell'oscillatore a 1,1 MHz per mezzo dell'impulso di sincronismo di riga che, per questo motivo, è applicato all'ingresso 1 dell'oscillatore. Un contatore interno, azzerato ad ogni ritorno di riga, conta gli impulsi dell'oscillatore e, al 45°, dà inizio alla delimitazione orizzontale del semiquadro, mentre al 50° ne decreta la fine. Entro questo intervallo viene formata la cifra.

Unitamente all'indicazione della cifra corrispondente al canale ricevuto, esattamente per le successive 35 linee, vengono riprodotte sullo schermo del televisore pure le quattro cifre che indicano l'ora ed i minuti, nel modo indicato in Fig. 11.18.

Nel circuito descritto il segnale d'uscita del CI 2212 (piedino 3), squadrato opportunamente con due AND del circuito integrato MC 14011 disposti in cascata, viene inviato alla basetta BS 65 a pilotare l'emettitore di T 2202 e la base di T 2201. I due segnali d'uscita, opposti tra loro di fase, sono inoltrati alla piastra segnali per produrre la soppressione del canale blu e l'attivazione del rosso e del verde. In questo modo si ottiene una rappresentazione con cifre di colore giallo.

11.6. - Sistema automatico di ricerca dei programmi e memorizzazione elettronica della sintonia

Nei ricevitori di recentissima produzione sono praticamente scomparsi tutti i sistemi di regolazione potenziometrica delle funzioni analogiche (di come sono realizzati in pratica questi comandi si è già detto a proposito della descrizione del sistema di telecomando fatta nei paragrafi precedenti) e della sintonia: del sistema elettronico di regolazione della sintonia, nonché della sua memorizzazione, si tratterà nel prossimo paragrafo, descrivendo una soluzione pratica. Quanto verrà detto nel seguito avrà carattere generale solamente per quel che riguarda la descrizione a blocchi, mentre i particolari circuiti che compongono i diversi blocchi possono differire anche di molto a causa della notevole differenza esistente fra i vari circuiti integrati utilizzati per la realizzazione delle diverse funzioni richieste.

11.6.1. - Sistema MEMOTRONIC 100 (Blaupunkt)

In Fig. 11.19 è riportato lo schema a blocchi del sistema di ricerca automatica dei programmi e memorizzazione elettronica della sintonia, che equipaggia alcuni televisori Blaupunkt, utilizzante 5 circuiti integrati ed esattamente:

- un TBA 120, discriminatore per la generazione della tensione di CAF;
- un MC 14425, generatore della tensione digitale di sintonia;
- un UAA 1008, convertitore digitale-analogico;

- due MC 14426, per la memorizzazione della tensione di sintonia e della banda.

In modo sintetico il funzionamento è il seguente: dopo che si è premuto il tasto di partenza, il circuito esplora una dopo l'altra le tre bande televisive e si blocca non appena intercetta una stazione. Appena avvenuto lo stop, viene controllata, in un opportuno stadio a coincidenza, l'esatta relazione di fase fra l'impulso di ritorno di riga e quello di sincronismo del segnale intercettato. Qualora venga sintonizzato un programma non televisivo (ad es. radiofonico), per cui mancano gli impulsi di sincronismo, dopo un breve tempo di prova (circa 400 ms) all'interno del circuito integrato di controllo viene dato un nuovo impulso di partenza per la ricerca di un'altra stazione.

L'intercettazione di una stazione televisiva avviene per mezzo di uno stadio discriminatore a coincidenza (del tipo usato nella sezione di FI audio dei televisori) accordato a 38,9 MHz che individua la presenza di un'eventuale portante video, modificando il valore della sua tensione di uscita.

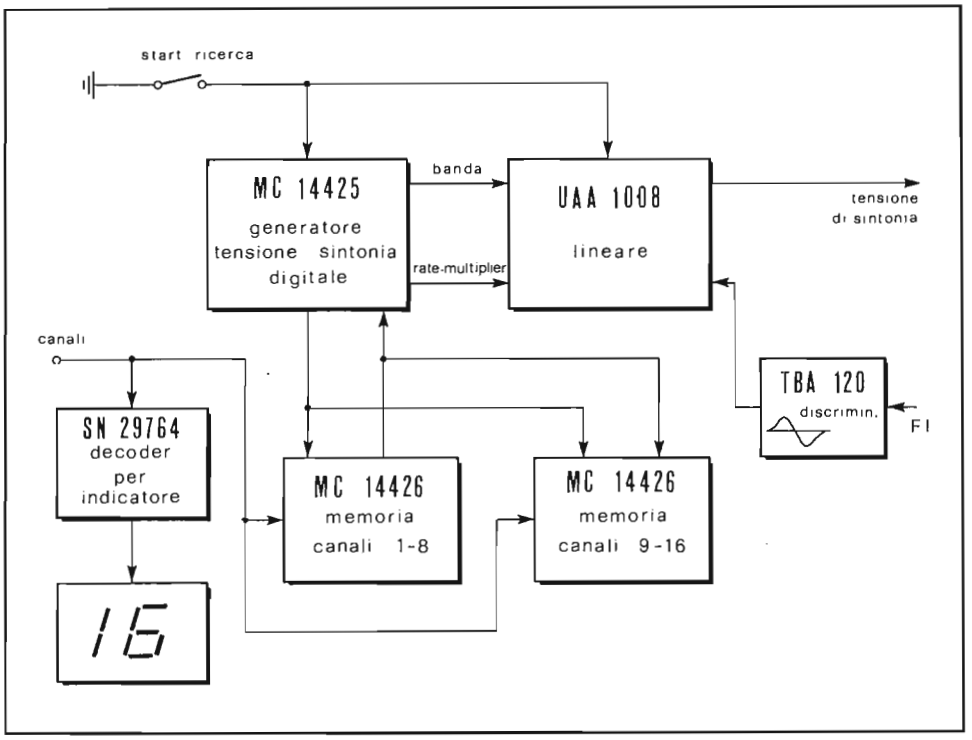


Fig. 11.19 - Schema a blocchi del circuito di ricerca dei programmi e memorizzazione elettronica della sintonia.

Nei paragrafi seguenti verranno analizzati uno per volta i diversi circuiti integrati che costituiscono l'unità.

11.6.2. - L'MC 14425

La tensione continua di sintonia, il cui valore finale è compreso fra 0 e 30 V, viene generata in modo digitale all'interno del circuito integrato MC 14425. A tal fine l'integrato contiene, fra l'altro (Fig. 11.20), un oscillatore a 200 kHz che genera gli impulsi di clock, un divisore per 4096 che fornisce gli impulsi di ciclo *(timing-generator)*, un *registro a scorrimento* a 14 bit, che viene caricato con l'informazione relativa al canale sintonizzato (12 bit per la tensione di sintonia, con un totale di 4096 combinazioni, e 2 bit per la banda) e scaricato dei primi 12 bit, ad ogni ciclo, entro il *rate-multiplier*. In questo modo l'uscita del *rate-multiplier* (piedino 10) si presenta come una successione di impulsi (pieno), in numero dipendente dal valore di tensione di sintonia prestabilita, seguita da un intervallo a tensione 0 V (vuoto). Il valore della tensione di sintonia viene variato, perciò, modificando in modo digitale il rapporto pieno-vuoto del segnale d'uscita. In questo modo viene a formarsi, all'uscita 10, una tensione il cui valore medio può variare a scatti *(step)* da un minimo di 0 V ad un massimo di 30 V, per un totale di 4096 valori (*step* di 7,3 mV circa).

In pratica, per ottenere una rapida ricerca delle stazioni, gli scatti sono di 60 mV in UHF e 240 mV in VHF.

I modi di funzionare dell'MC 14425 sono sostanzialmente due: o con pro-

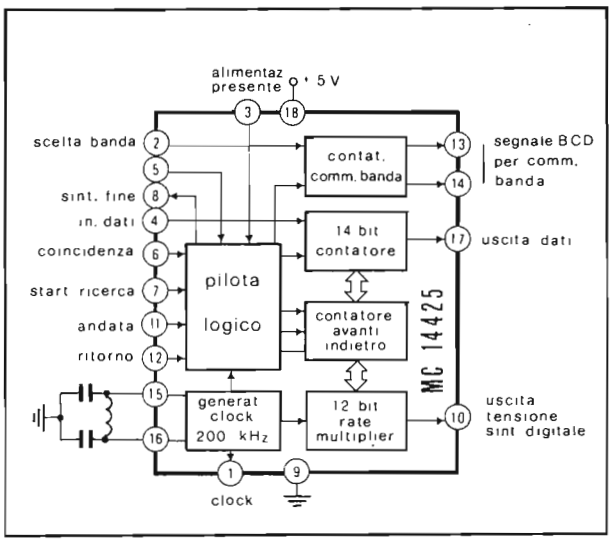


Fig. 11.20 - Schema a blocchi del circuito integrato MC 14425.

grammi memorizzati o in fase di ricerca. Nel primo caso i dati digitali corrispondenti alla tensione di sintonia ed alla banda (per un totale di 14 bit) provengono dalla memoria digitale (MC 14426) ed entrano al piedino 4 presettando il *rate-multiplier*. Nel secondo caso la partenza per la ricerca avviene per mezzo dell'impulso applicato al piedino 7 ed il pilota logico incrementa ad ogni 50 μs il contenuto del registro di scorrimento onde aumentare la tensione media d'uscita al piedino 10 dei valori che si è detto sopra.

L'informazione a 14 bit, relativa alla tensione di sintonia ed alla banda, disponibile al piedino 17, è inviata alla memoria MC 14426 per l'accumulo.

Fra la catena di conteggio e la memoria esiste un continuo scambio di dati. Durante ogni fase di scambio viene applicato al pilota logico, tramite il piedino 5, un segnale di livello logico 1 con lo scopo di evitare una indesiderata cancellazione dei dati accumulati in precedenza.

11.6.3. - L'UAA 1008

Il segnale impulsivo presente all'uscita 10 del MC 14425 giunge al piedino 9 dell'UAA 1008 (Fig. 11.21) ovvero all'ingresso non invertente di un operazionale connesso come integratore *(convertitore digitale-analogico)*.

In fase di ricerca, dopo aver dato il comando di partenza, la tensione continua filtrata, presente all'uscita 7 (tensione di sintonia), sale progressivamente. Quando viene intercettata una stazione, la tensione presente all'uscita 8 del discriminatore TBA 120 inizia a crescere assumendo valori positivi. Per tutto l'intervallo di tempo nel quale è presente, all'uscita del discriminatore, una tensione positiva, il circuito integrato UAA 1008 fornisce al piedino 16 un segnale a livello alto. Questo segnale viene prodotto da uno dei due comparatori posti all'uscita del preamplificatore, in coincidenza con il *gate di andata,* che abilita l'uscita solo se l'alimentazione a + 5 V è presente. Al piedino 14 del circuito integrato è collegato un gruppo RC (R 1253 - C 1253) con lo scopo di prolungare di circa 50 ms la presenza della tensione positiva d'uscita. Al passare del tempo la tensione di uscita del discriminatore si annulla dapprima e quindi diviene negativa. Questa situazione viene "sentita" dall'altro comparatore che alza l'uscita del *gate di ritorno.* Sono così presenti, nell'intervallo di 50 ms, due uscite contemporaneamente alte in corrispondenza dei piedini 15 e 16 dell'integrato (Fig. 11.22). Questi segnali, inviati agli ingressi 11 e 12 del MC 14425, producono il blocco del *contatore avanti-indietro* e così la tensione di sintonia non viene, per il momento, incrementata. A questo punto vengono confrontati nel rilevatore a coincidenza dell'UAA 1008, l'impulso di sincronismo presente nel segnale video (in arrivo al piedino 12) e quello di ritorno di riga (presente al piedino 13). Se le fasi dei due impulsi risultano coincidenti, all'uscita del trigger (piedino 20) si presenta un segnale di livello logico 1 che viene inviato al piedino 6 dell'MC 14425: in questo caso la ricerca viene bloccata sulla stazione intercettata. Nell'eventualità che i due impulsi non siano in fase, o manchi l'im-

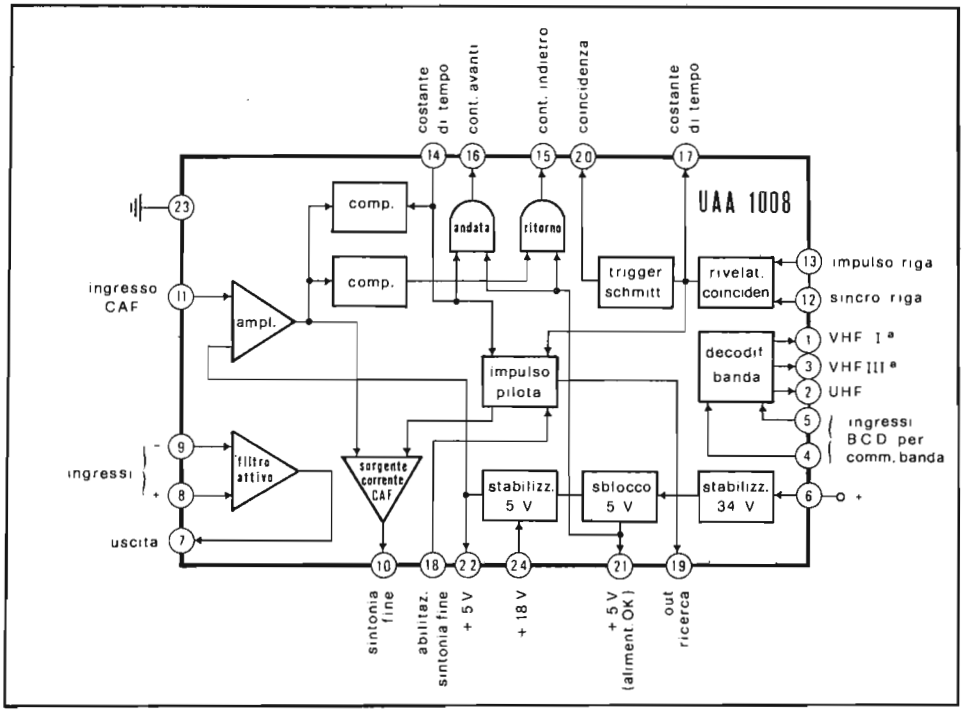


Fig. 11.21 - Schema a blocchi del circuito integrato UAA 1008.

pulso di sincronismo, verrebbe a mancare pure il segnale di coincidenza sul piedino 20. In tale caso, dopo un tempo massimo di circa 400 ms, la ricerca riceve automaticamente, dall'interno del circuito integrato, un nuovo impulso di partenza.

Nel caso di ricezione di un segnale immagine, la frequenza in arrivo al discriminatore sarebbe decrescente al crescere di quella di sintonia e così la tensione al piedino 8 del TBA 120 sarebbe dapprima negativa e quindi positiva. Venendo a mancare, in questo caso, la coincidenza tra le tensioni presenti ai piedini 15 e 16 dell'UAA 1008, il circuito logico di blocco non riceve alcun comando. In questo modo le frequenze immagine sono automaticamente ignorate dalla ricerca automatica.

In base a quanto si è detto in precedenza, il valore della tensione di sintonia varia a scatti di 240 mV (VHF) e 60 mV (UHF): per questo motivo essa non può bloccarsi esattamente sul valore di sintonia corretta, ma va un po' oltre. In UHF potrebbe verificarsi il caso in cui un'emittente, anche dopo l'avvenuto riconoscimento, venga persa per effetto dell'aumento a scatti della tensione di sintonia. D'altra parte il sistema di riconoscimento descritto non è in grado di

ritornare indietro perché questo fatto verrebbe scambiato per ricezione di una stazione immagine. Per evitare il verificarsi di una simile evenienza, immediatamente dopo l'intervento del comando di stop, viene inviato all'ingresso invertente del filtro attivo (piedino 9) una tensione di qualche mV, per mezzo del

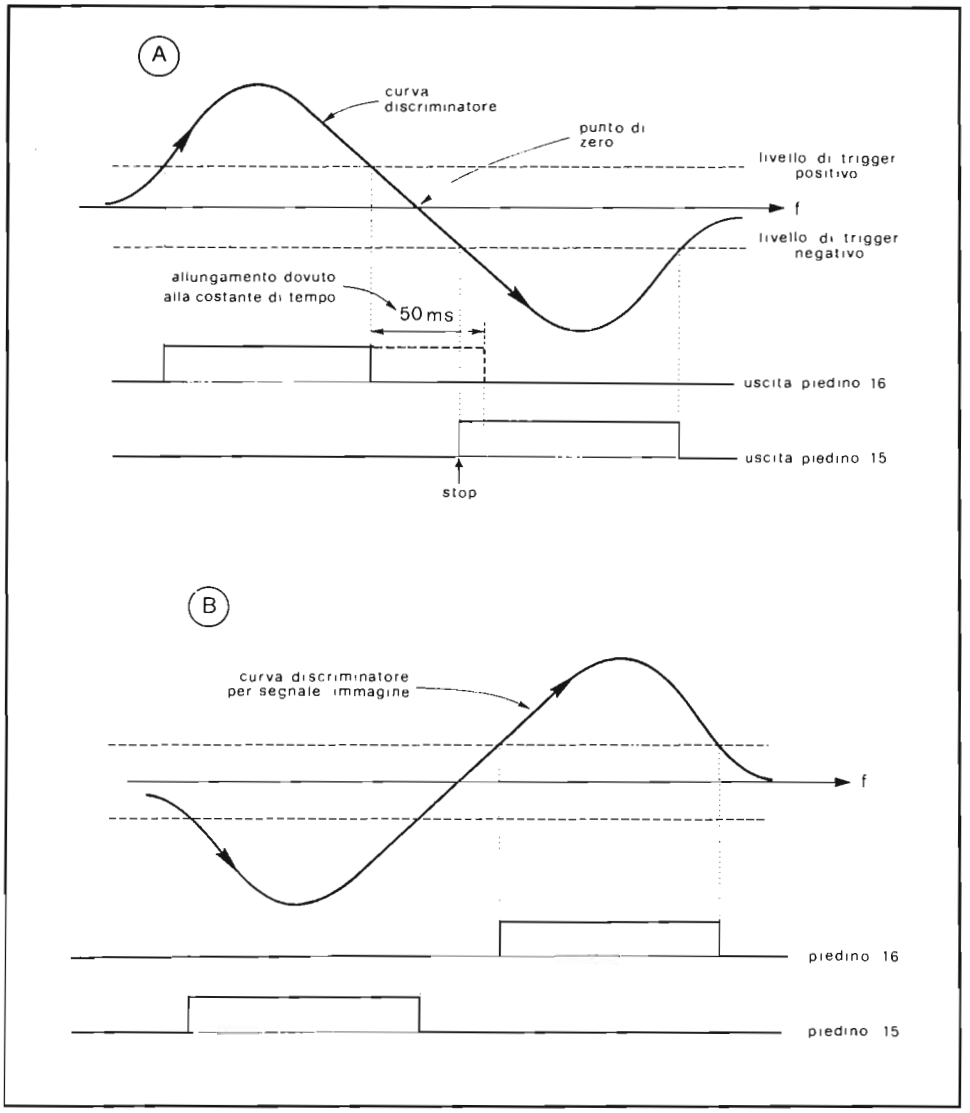


Fig. 11.22 - Formazione delle tensioni di riconoscimento della stazione televisiva per mezzo del segnale d'uscita dal discriminatore.

partitore R 1242 - R 1243 attivato all'uscita 19, che permette di ridurne la tensione di sintonia del *tuner* di circa 100 mV. Dopo questa correzione il discriminatore TBA 120 è certamente in grado di effettuare la sintonia fine della stazione (Fig. 11.23).

A questo punto possono presentarsi due casi che differiscono solo per la polarità della tensione d'uscita del discriminatore. Se tale tensione è positiva,

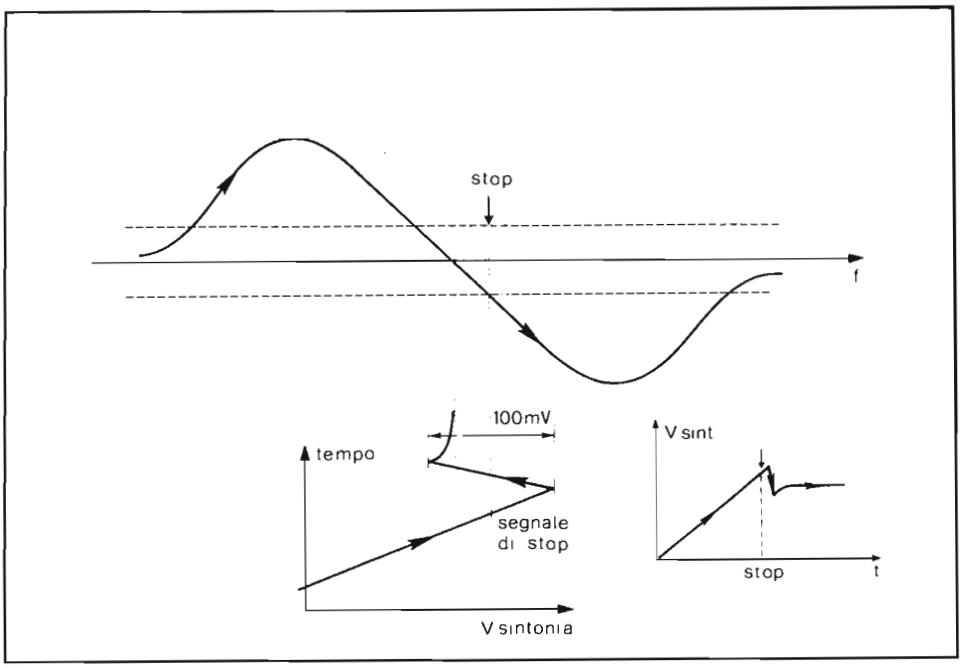


Fig. 11.23 - Andamento nel tempo della tensione di sintonia nel caso di riconoscimento della stazione.

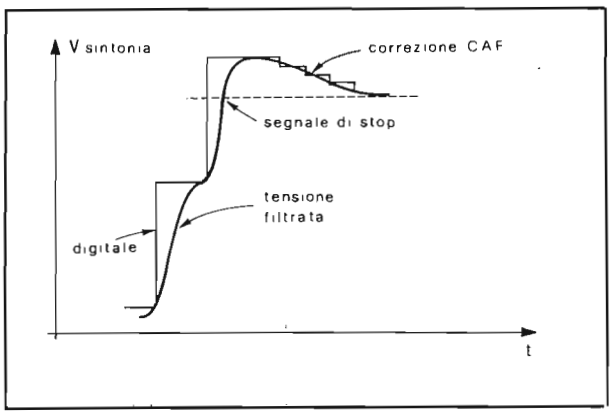


Fig. 11.24 - Andamento della tensione di sintonia in fase di agganciamento della stazione.

allora quella di sintonia viene rinforzata per mezzo dell'iniezione di una corrente di circa 200 μA prodotta dal generatore integrato presente entro l'UAA 1008 e resa disponibile al piedino 10. Se invece tale tensione è negativa, non viene fornita alcuna corrente di rinforzo, ma se la regolazione non è sufficiente per portarsi in condizione di sintonia corretta, il valore digitale della tensione di sintonia viene fatto variare dal CAF con scatti di 7,5 mV (Fig. 11.24) fino a che la curva del discriminatore raggiunge lo zero.

Va ricordato infine che il contatore invertibile, presente nel circuito integrato MC 14425, viene commutato a seguito dei livelli di tensioni presenti ai piedini 11 e 12 (collegati ai piedini 15 e 16 dell'UAA 1008). Con una tensione positiva all'uscita del discriminatore (piedino 16 a livello 1) il contatore produce scatti in avanti. Con una tensione negativa (piedino 15 a livello 1) il contatore produce scatti indietro. Di conseguenza il rapporto pieno-vuoto della tensione disponibile all'uscita del *rate-multiplier* varia, determinando con ciò una corrispondente variazione della tensione di sintonia.

Dando un nuovo comando di partenza, la tensione di sintonia fa un balzo in avanti di circa 50 mV e ciò per evitare che la ricerca intercetti nuovamente la stessa stazione.

11.6.4. - L'MC 14426

In Fig. 11.25 è riportato lo schema a blocchi del circuito integrato MC 14426 che, del sistema di sintonia automatica descritto, costituisce la memoria digita-

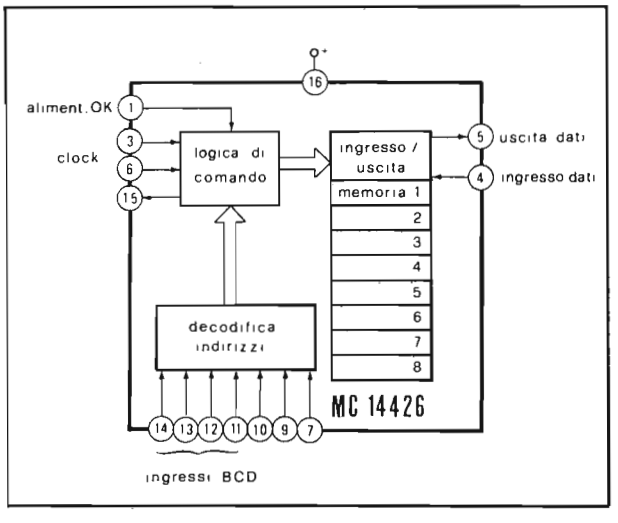


Fig. 11.25 - Schema a blocchi del circuito integrato di memoria MC 14426.

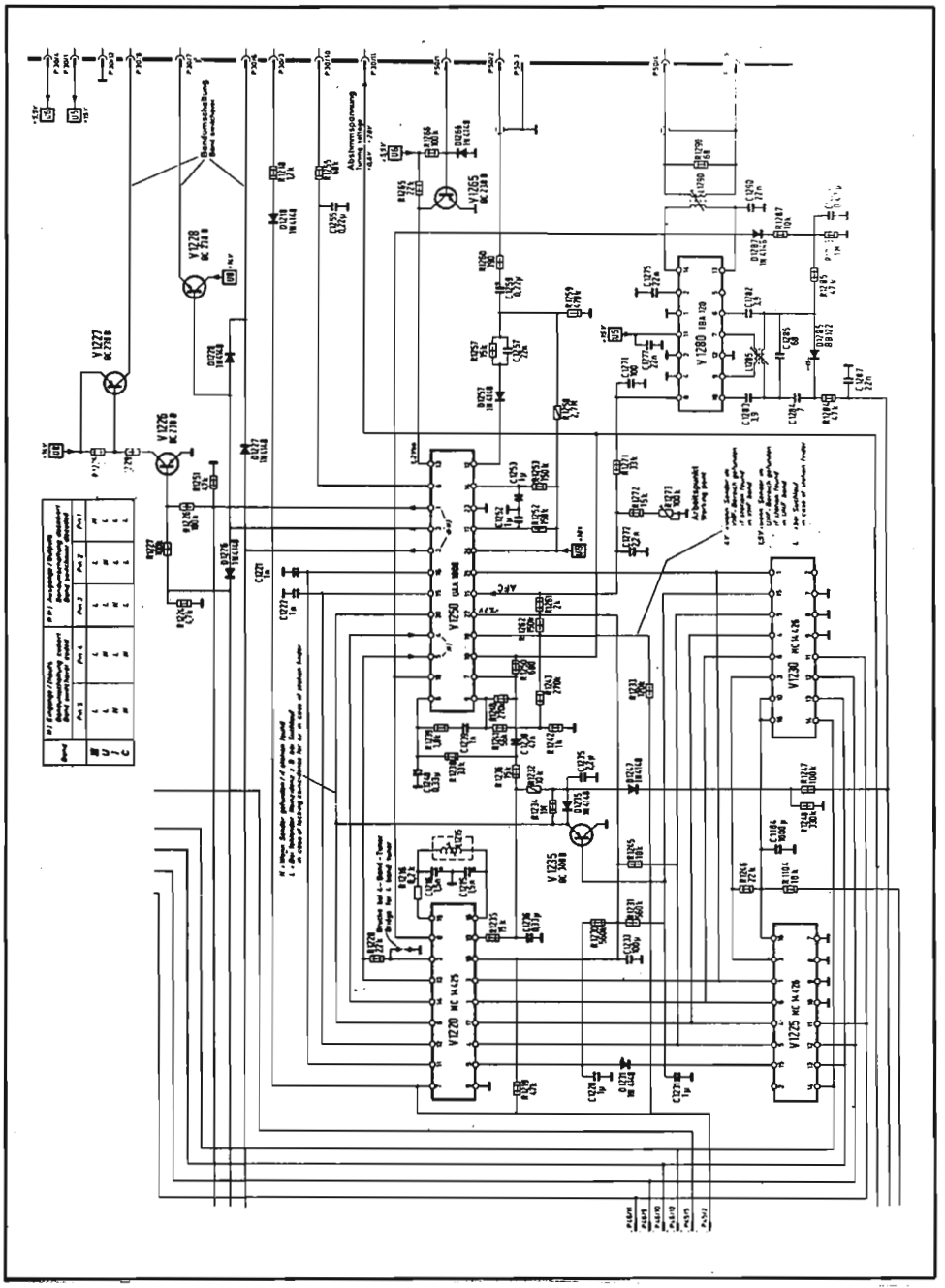


Fig. 11.26 - Schema elettrico completo del sistema automatico di ricerca e memorizzazione elettronica (Blaupunkt).

le dei dati relativi alla tensione di sintonia ed alla banda del canale sintonizzato. Per la memorizzazione dei dati relativi a 16 programmi vengono usati due circuiti integrati. Ciascuno di essi riceve la tensione di alimentazione di 5-6 V al piedino 16 quando l'apparecchio è collegato alla rete. Qualora l'apparecchio venga scollegato dalla rete, oppure quando essa venga a mancare, l'alimentazione per la memoria viene fornita dal condensatore elettrolitico C 1104. Poiché l'assorbimento dei due circuiti integrati è estremamente basso (minore di 10 μA), tale alimentazione può continuare ininterrottamente per 12-24 ore. Non appena la tensione ai capi del condensatore scende al di sotto di 3 V, per mezzo del diodo D 1104 vengono automaticamente inserite due batterie da 1,5 V, disposte in serie, che garantiscono un'alimentazione delle memorie per oltre 3 anni.

I segnali a 14 bit presenti all'uscita 17 dell'MC 14425, provenienti dal registro di scorrimento, sono inviati agli ingressi (piedino 4) delle due memorie MC 14426. Il segnale sequenziale, relativo all'informazione programmi, viene continuamente interscambiato tra gli MC 14425 e MC 14426. Durante ogni fase di scambio, per evitare che la cancellazione preceda l'accumulo in memoria, viene a presentarsi un impulso positivo al piedino 15 che impedisce, con la sua presenza, una contemporanea riprogrammazione. Per evitare la perdita di informazione durante la caduta della rete, viene bloccato automaticamente lo scambio e rimane così memorizzata la precedente informazione.

Quando viene dato un comando di programma, ad esempio tramite il telecomando, si presenta agli ingressi binari 11-12-13-14 un segnale a 4 bit in codice BCD che viene decodificato, determinando con ciò l'indirizzo di memoria il cui contenuto viene letto, trasmesso all'uscita (piedino 5) e da questa all'ingresso 17 dell'MC 14425 per la traduzione in tensione di sintonia digitale. A seguito delle diverse connessioni degli ingressi di selezione dei *chip* (piedino 10 a massa per il V 1225 e all'alimentazione per il V 1230), il primo circuito memorizza i canali dall'1 all'8 e il secondo quelli dal 9 al 16.

Il funzionamento sincrono delle memorie è garantito dal segnale di clock iniettato al piedino 6 e proveniente dal piedino 11 dell'MC 14425.

Il circuito completo del sistema automatico di ricerca e di memorizzazione elettronica della sintonia descritto è riportato in Fig. 11.26.

CAPITOLO DODICESIMO

L'alimentatore

12.1. - Introduzione

La sezione di alimentazione di un ricevitore TVC può assumere diverse configurazioni circuitali a seconda delle prestazioni richieste, in termini di tensione e potenza, dagli altri stadi. Generalmente necessita una tensione relativamente alta (180-250 V) per l'alimentazione degli stadi finali di riga, luminanza e crominanza, e una bassa (15-24 V) per l'alimentazione degli altri stadi. Si ricorre perciò all'uso di un alimentatore di alta tensione, che viene servito direttamente dalla rete rettificata da un diodo, da un ponte o, ancora, da un tiristore: in quest'ultimo caso si può realizzare facilmente la stabilizzazione senza dispendio di energia, controllandone opportunamente l'angolo di conduzione. Questo alimentatore può essere affiancato da un altro, utilizzante un trasformatore, che produce la bassa tensione stabilizzata.

Le tendenze attuali sono due. Nella prima si usa il solo alimentatore di AT che fornisce l'energia necessaria allo stadio finale di riga a tiristori, nel quale opera un sistema di stabilizzazione contro le variazioni della tensione di rete e del carico. Tutte le tensioni richieste dagli altri stadi sono ottenute dal trasformatore di riga, per rettificazione degli impulsi di fly-back con diodi veloci.

Un'alternativa a questa soluzione, consistente nell'uso di un transistor, commutato a frequenza di riga, che rifornisce di energia ad alta tensione lo stadio finale di riga durante i ritorni *(circuito pompa),* viene usata quando tale stadio risulta equipaggiato con transistors.

Una seconda soluzione, che per un certo verso rappresenta l'evoluzione del vecchio ed ingombrante alimentatore, fa uso della tecnica *switched-mode,* per realizzare un convertitore continua-continua operante a frequenza ultra-acustica. Un transistor interruttore riceve la tensione di rete rettificata da un ponte di

diodi e la fornisce al primario di un trasformatore con una frequenza di circa 18 kHz e per una durata che dipende dall'entità del carico facente capo al trasformatore stesso. Un opportuno circuito "sente" le variazioni della tensione di rete e del carico e comanda la durata di chiusura del transistor interruttore in modo da far affluire maggior energia nel momento in cui c'è maggior richiesta e viceversa.

In generale, specie nelle realizzazioni più recenti, sono previste reti di protezione contro gli accidentali cortocircuiti o sovraccarichi, che inibiscono l'alimentatore per un breve intervallo di tempo, dopo di che ripristinano le normali condizioni di funzionamento.

Nei paragrafi seguenti verranno passati in rassegna alcuni schemi rappresentativi delle soluzioni dette più sopra.

12.2. - Alimentatore AT e BT

Nello schema di Fig. 12.1 è riportato un esempio di sezione di alimentazione di un televisore a colori transistorizzato a grande schermo, con stadio finale di riga a tiristori, nel quale sono presenti un alimentatore di AT e uno di BT.

Il primo, che alimenta la sezione di deflessione orizzontale (270 V) e gli stadi finali di luminanza e differenza colore (240 V), consta di un diodo rettificatore ad una semionda (D 10) e di celle di filtraggio del tipo R-C. In serie al diodo è posto un tiristore con funzione di interruttore di protezione, nel caso di sovraccarichi accidentali o cortocircuiti di breve durata. Per un tale funzionamento, Th 1 si avvale del transistor T 19 e degli elementi passivi associati. In condizioni normali, Th 1 è conduttore in quanto l'anodo si trova a potenziale superiore al catodo e al gate perviene una tensione alternata attraverso la rete C 85-R 90. Il transistor T 19 è invece interdetto in quanto la caduta di tensione sulle resistenze R 92-R 95, riportata tra base ed emettitore da R 94a e R 94, non suffi ciente a far superare la tensione di soglia di tale giunzione.

In caso di cortocircuito, la caduta di tensione sulle resistenze del filtro cresce notevolmente e fa saturare il transistor T 19, che cortocircuita la giunzione gate catodo di Th 1. Non appena si annulla la tensione anodo - catodo del tiristore, questo si blocca impedendo la rettificazione. Contemporaneamente si scaricano i condensatori C 88 a e C 88 b, di filtro, e C 89, che procura l'interdizione, dopo un certo tempo, del transistor T 19 a e così il gate di Th 1 non è più cortocircuitato con il catodo. Il tiristore, durante la successiva semionda positiva, riprende a condurre. Se il cortocircuito al carico permane, si giunge nuovamente alla interdizione di Th 1 per un tempo limitato. Dopo un certo numero di cicli si ha l'interruzione del fusibile F 1 o della resistenza di filtro R 92.

Il circuito descritto presenta il non trascurabile vantaggio che, se il sovraccarico a valle del punto A è prodotto, ad esempio, da una scarica o da una difficoltosa accensione dei tiristori dello stadio finale di riga, il circuito si interrom-

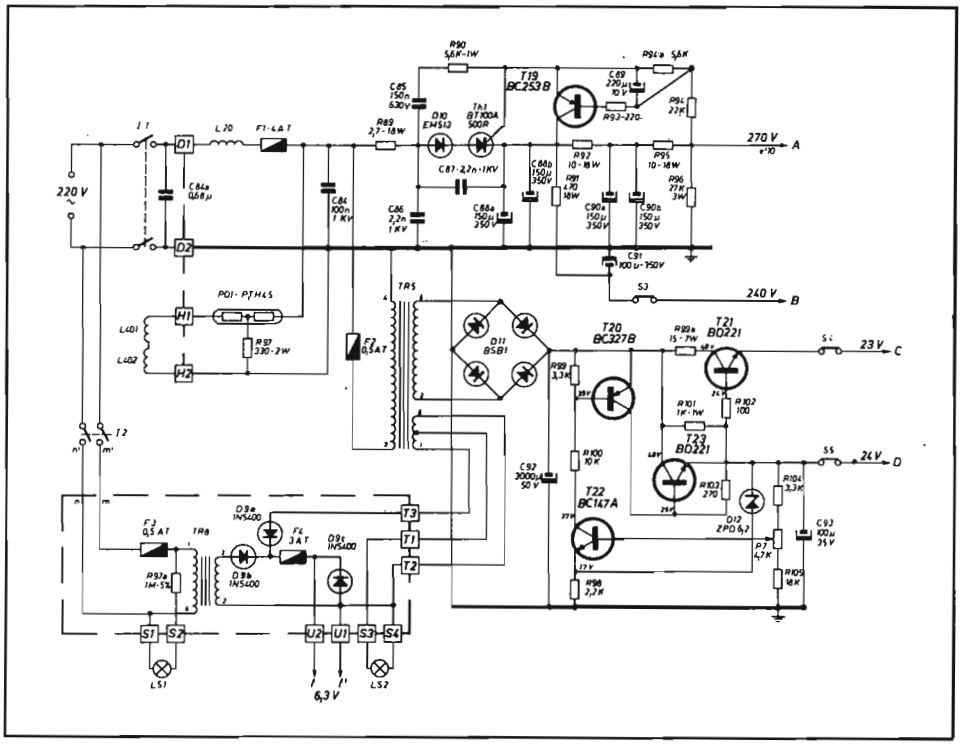


Fig. 12.1 - Alimentatore AT e BT con fusibile elettronico a tiristore (Rex).

pe per riattivarsi automaticamente dopo un tempo limitato, sufficiente però a permettere al carico di normalizzarsi.

La rete è collegata pure al trasformatore TR 5 i cui secondari fanno capo, rispettivamente, al ponte di diodi D 11 ed al circuito di accensione del cinescopio.

Dopo la rettificazione di entrambe le semionde, per mezzo del ponte D 11 ed il filtraggio operato da C 92, la tensione di circa 42 V viene applicata ai due stabilizzatori di tipo serie T 21 - T 23. L'eventuale diminuizione di tensione al punto D, causata da un aumento della richiesta di corrente da parte del carico, viene riportata per intera dallo Zener D 12 all'emettitore di T 22 e, solo in parte, sulla base dello stesso; ne consegue un aumento di corrente di T 22 e, quindi, di T 20, un innalzamento del potenziale di collettore di quest'ultimo, quindi della base di T 23. Tale transistor viene così messo in condizioni di poter sopperire all'aumentata richiesta di corrente dal carico per aumento della tensione di base e non di quella di emettitore.

Passiamo ora ad analizzare il funzionamento del circuito di preaccensione. Nei cinescopi tricromici con cannoni a delta, per ridurre il tempo di accensione, si ricorre al preriscaldamento dei catodi, consistente nell'alimentare i filamenti del tubo, in modo continuativo, con una tensione ridotta a circa la metà del valore nominale. Facendo riferimento al circuito di figura, osserviamo che, a interruttore principale I 1 aperto, e I 2 chiuso, viene alimentato il trasformatore TR 8, il quale fornisce una tensione di 6,3 V, per mezzo del diodo D 9 b, ai filamenti del cinescopio. In queste condizioni, la corrente non può chiudersi attraverso il secondario di TR 5, perché impedita dal diodo D 9 a, ma va completamente al filamento, che risulta così sottoalimentato. Quando viene premuto il tasto I 1, il diodo D 9 a riceve una tensione superiore dal trasformatore TR 5. Possono però presentarsi due casi: le tensioni agli anodi di D 9 b e D 9 a sono in fase o in opposizione di fase. Nel primo caso D 9 a ha il sopravvento su D 9 b e quest'ultimo è sempre interdetto, essendo il suo catodo costantemente a potenziale superiore all'anodo. Nel secondo, quando D 9 a è conduttore, D 9 b risulta interdetto ma, viceversa, quando D 9 a è interdetto, D 9 b risulterebbe conduttore. Per evitare la circolazione di corrente in questa fase, viene collegato, in parallelo ai filamenti del cinescopio, il diodo D 9 c, che ora risulta conduttore e quindi produce l'interdizione di D 9 b.

12.3. - Alimentatore di AT con controllo a SCR e filtraggio elettronico

In Fig. 12.2 è riportato lo schema della sezione alimentatrice di alcuni televisori a colori Nord - Mende. Da essa vengono alimentati gli stadi finali di crominanza (U 4) e lo stadio finale di riga (U 1).

L'unità di alimentazione può essere divisa in tre parti:

- il rettificatore a una semionda, con controllo dell'angolo di circolazione, realizzato con D 532, D 538 e D 539;
- lo stadio di controllo dell'accensione, equipaggiato con il transistor T 501;
- il filtro elettronico formato dai transistors T 505, T 506, R 556, C 557.

Analizziamo ora in dettaglio il funzionamento.

La tensione di rete, attraverso L 351, R 532 e D 532 (necessari per contenere la velocità di crescita della corrente nel tiristore nell'istante d'innesco) giunge al tiristore D 538. Sul condensatore elettrolitico C 539 è così disponibile una tensione continua di 210 V con un ripple di 15 Vpp. Il livello di tale tensione continua dipende dall'istante di accensione del tiristore D 538, che viene stabilito in modo automatico da T 501, al fine di mantenere costante il livello della tensione continua al variare sia della tensione di rete che del carico.

Il circuito di regolazione impiega il transistor T 501, che viene portato in conduzione in ritardo rispetto all'istante in cui la tensione di rete diviene positiva,

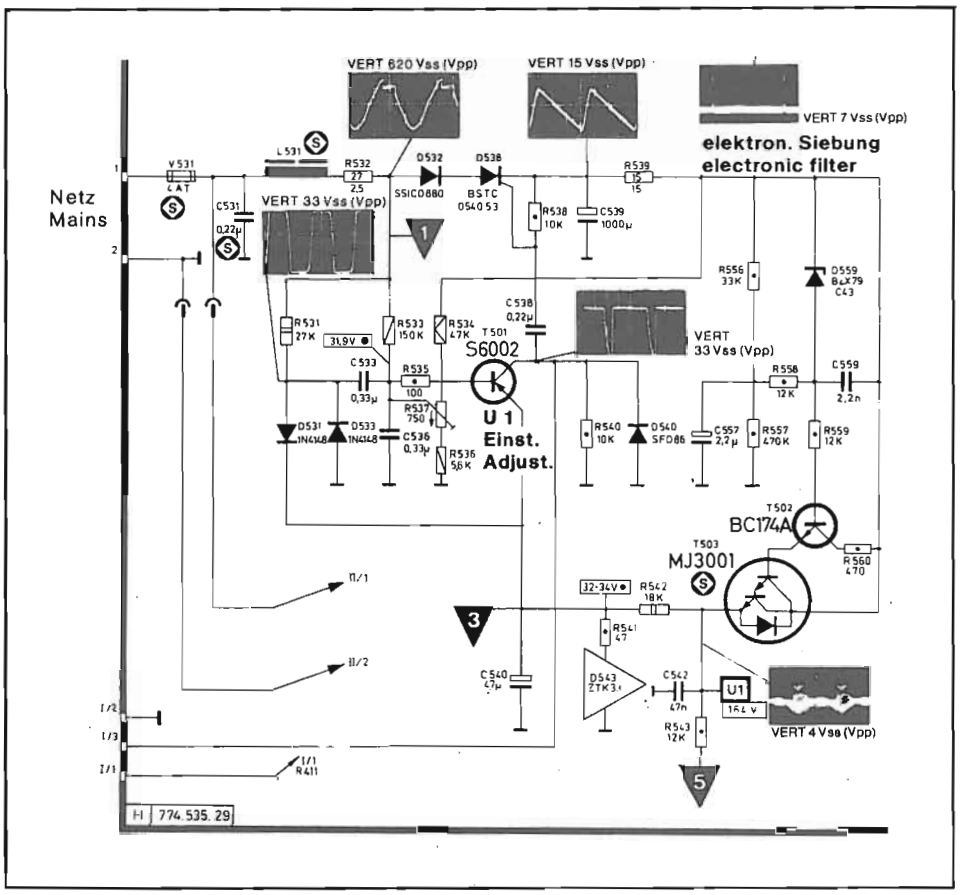


Fig. 12.2 - Alimentatore AT con stabilizzazione e filtraggio elettronico (Nord Mende).

per mezzo della scarica controllata di un condensatore.

Ma veniamo ai dettagli: la tensione sinusoidale, prelevata dalla rete tramite R 531, viene squadrata da D 531 e D 533 e oscilla tra 0 V e 33 V, essendo a tali potenziali posti l'anodo del secondo diodo ed il catodo del primo (Fig. 12.3). L'onda quadra viene quindi portata alla base di T 501, ridotta a metà dal partitore capacitivo C 533 - C 536 e differenziata con una costante di tempo di circa 8 ms. Durante l'escursione positiva, la giunzione base - emettitore di T 501 è polarizzata inversamente ed il transistor risulta interdetto. Non appena tale tensione scende a circa 0,6 V al di sotto del potenziale di emettitore, il transistor passa in conduzione ed il suo collettore si porta a 33 V. Questo brusco aumento, trasferito da C 358 al gate di D 538, mette il tiristore in grado di condurre. Il

ritardo nella conduzione del transistor, e quindi del tiristore, è determinato dalla tensione presente sul cursore di R 357, giacché è proprio verso di essa che la capacità equivalente tende a scaricarsi. Se la tensione al punto U 4 dovesse crescere, si avrebbe un maggiore tempo di interdizione del transistor, quindi un ritardo nell'istante d'innesco del tiristore e, perciò, una riduzione della tensione d'uscita. Il contrario accadrebbe se la tensione al punto U 4 dovesse diminuire.

Sul condensatore elettrolitico C 539 è presente una tensione continua di 210 V, con sovrapposto un ronzio a frequenza di rete di 14 Vpp. Per un corretto funzionamento dello stadio finale di riga, tale ronzio non può superare 0,5 Vpp, quindi si deve ricorrere ad una operazione di filtraggio che, nello schema in esame, è ottenuta elettronicamente. Il transistor T 506 (coppia in connessione Darlington integrata) opera a collettore comune e quindi la tensione all'emettitore insegue quella di base e risulta praticamente insensibile alle variazioni di quella di collettore. Con l'aiuto del partitore R 556 - R 557 e del condensatore C 557, si riducono i 210 V iniziali a 187 V, mentre il ronzio scende a circa 0,3 Vpp. Tale tensione viene quindi trasferita per mezzo di T 505 alla base di

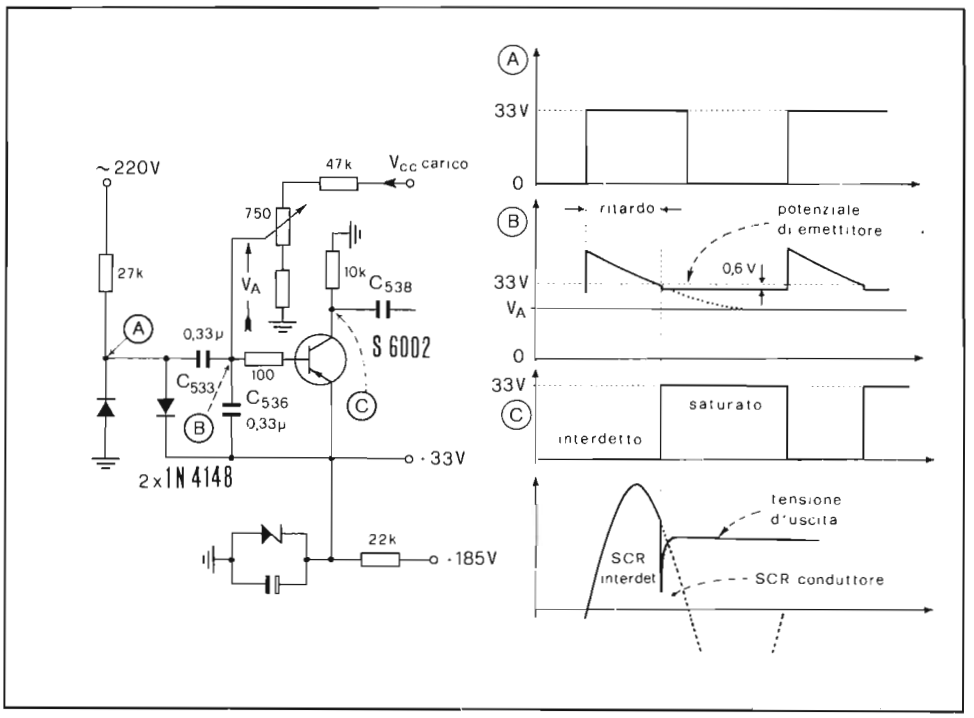


Fig. 12.3 - Schema elettrico semplificato e forme d'onda caratteristiche dello stabilizzatore di Fig. 12.2.

T 506 e da questa, con riduzione della componente continua di 3x0,7 V, all'emittore, ovvero al punto U 1.

Per evitare che, all'atto dell'accensione, la V_{CE} di T 506 superi quella di rottura, a causa della più veloce crescita della tensione di collettore rispetto a quella della base e quindi dell'emettitore, viene inserito il diodo Zener D 559. Quest'ultimo, impedendo che la tensione ai suoi capi superi i 43 V, costringe la base di T 505 a inseguire il potenziale di collettore di T 506 con una differenza massima, appunto, di 43 V. Successivamente, quando C 557 si è caricato a 187 V, tale differenza scende a 23 V e quindi lo Zener viene disattivato.

12.4. - Alimentatore switched - mode

La necessità di isolare elettricamente la massa del ricevitore dalla rete ha indotto alcuni costruttori a sviluppare circuiti alimentatori che funzionano come convertitori continua - continua. In tali dispositivi viene fatto uso di un transistor di potenza, operante come interruttore (quindi a minima dissipazione), che alimenta ad intervalli un circuito magnetico formato da un certo numero di spire avvolte su un nucleo di ferrite. L'energia immagazzinata viene successivamente riversata, per mezzo di un diodo, su un condensatore e da esso al carico.

Due sono i modi possibili di funzionamento del circuito: nel primo il diodo conduce quando l'interruttore è interdetto *(fly-back converter);* nel secondo il diodo ed il transistor interruttore sono contemporaneamente conduttori *(forward converter).* Nel presente paragrafo verrà descritta la prima soluzione.

Il principio di funzionamento dell'alimentatore *switched - mode* di tipo *fly-back* è riportato in Fig. 12.4. La tensione continua Vi è applicata al primario L 1 per mezzo dell'interruttore S, il cui tempo di chiusura viene regolato da un circuito di controllo. Quest'ultimo "sente" le variazioni della tensione primaria durante l'apertura dell'interruttore S e modifica, in modo opportuno, il rapporto δ tra il tempo di chiusura e quello di apertura dello stesso interruttore. La variazione della tensione primaria può essere causata da cambiamenti o del-

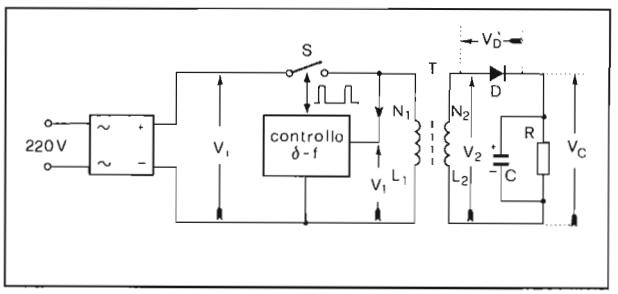


Fig. 12.4 - Principio di funzionamento dell'alimentatore switched-mode.

la tensione d'ingresso Vi (rete rettificata) oppure dal carico.

Durante l'apertura dell'interruttore S, su L 1, si sviluppa una tensione che, prescindendo dalle perdite del trasformatore, vale:

$$V1 = V2 \frac{n1}{n2} = (Vc + VD) \frac{n1}{n2}$$

Perciò, se V_1 viene mantenuta costante per mezzo del modulo di controllo, risulterà disponibile una tensione Vc pure costante sul carico.

La tecnica adottata per stabilizzare la tensione sul carico consiste, come si è accennato, nel modificare il fattore di utilizzazione δ *(duty - cycle)* dell'interruttore S. Con ciò è infatti possibile variare la quantità di energia che viene prelevata dalla rete e inviata al trasformatore, adeguandola alle effettive esigenze del carico. Siccome il fattore δ può essere variato considerevolmente, senza con ciò peggiorare il rendimento del sistema, una scelta oculata del suo valore permetterà di mantenere costante la tensione d'uscita Vc, anche nel caso di forti variazioni di quella d'ingresso Vi.

Valutiamo ora qualitativamente il funzionamento del circuito, facendo riferimento ai diagrammi di Fig. 12.5.

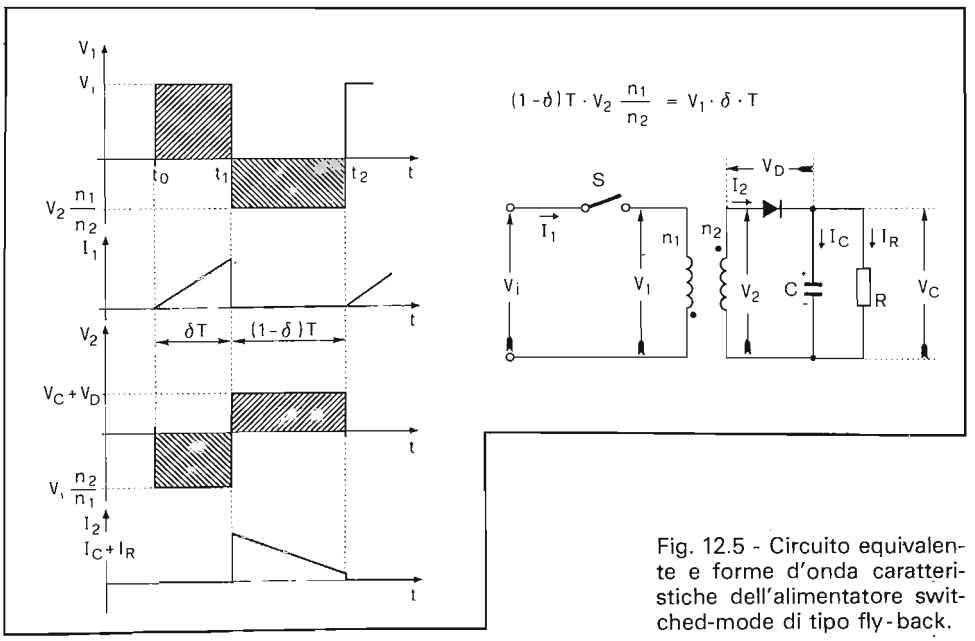


Fig. 12.5 - Circuito equivalente e forme d'onda caratteristiche dell'alimentatore switched-mode di tipo fly-back.

La tensione d'ingresso Vi viene applicata al primario L 1 durante l'intervallo t0-t1. In questa fase circola una corrente I 1 che cresce linearmente con pendenza Vi/L 1. Contemporaneamente si sviluppa ai capi del secondario una tensione negativa, costante, di ampiezza Vi · (n 2/n 1). Nell'istante t 1 l'interruttore S viene aperto e la I 1 si annulla; ciò produce un rapido aumento della V 2 che può così rendere conduttore il diodo D e, quindi, rifornire C ed R della corrente richiesta. Se la Vc è costante, la corrente I 2 ha andamento lineare decrescente. In queste ipotesi la tensione V 1 è negativa e costante, di valore V 2 · (n 1/ n 2).

Con semplici considerazioni matematiche, conseguenti all'applicazione del principio di conservazione dell'energia, si giunge alla condizione:

$$(1-\delta)\cdot T\cdot V2\,\frac{n1}{n2} = V1\cdot\delta\cdot T$$

che, graficamente, rappresenta l'uguaglianza tra le superfici retinate di figura. La relazione scritta significa anche che V 2 non dipende dalla frequenza di funzionamento dell'interruttore ma solo dal fattore di utilizzazione δ o, meglio, dal rapporto δ/ (1-δ) (pieno - vuoto) del segnale di pilotaggio. Da ciò consegue che, per variare V 2 basta modificare il fattore δ. Come si è già detto, questa

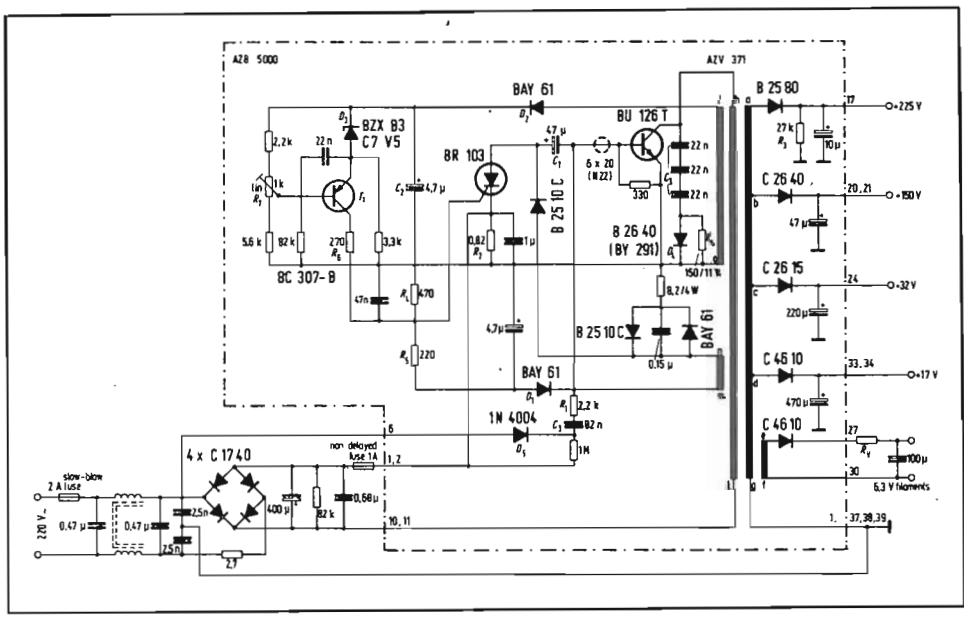
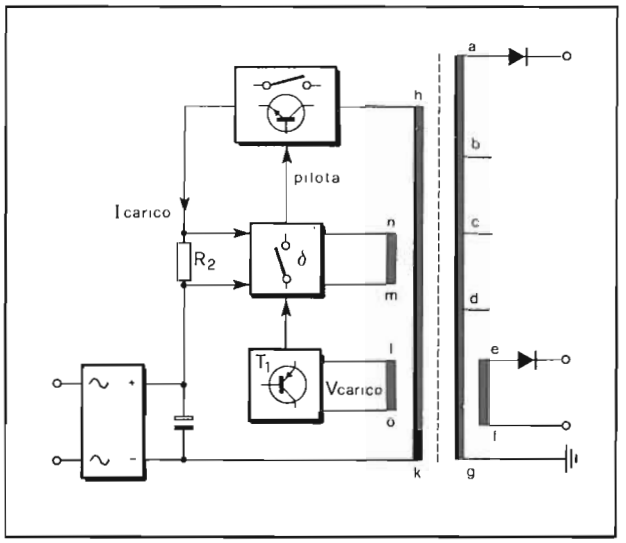


Fig. 12.6 - Alimentatore switched-mode di tipo fly-back (Siemens).

Fig. 12.7 - Schema semplificato dell'alimentatore di Fig. 12.6.



dipendenza viene sfruttata nel circuito di controllo per attuare la stabilizzazione della tensione d'uscita al variare del carico oppure della tensione d'ingresso.

Un esempio di alimentatore del tipo descritto è riportato in Fig. 12.6. In esso variazioni della tensione di rete del ±20% (180-265 V) vengono ridotte a meno dell'1% alle uscite; inoltre il ronzio di 18 Vpp presente all'uscita del ponte rettificatore viene ridotto a 0,3 Vpp all'uscita di 225 V. Analizziamone ora il funzionamento con l'aiuto anche dello schema semplificato riportato in Fig. 12.7.

La tensione di rete, rettificata dal ponte di diodi, viene filtrata dal condensatore elettrolitico di 400 microF. Il transistor BU 126 T opera come interruttore in un circuito oscillatore bloccato di potenza, essendo *h* - *k* l'avvolgimento primario e *m* - *n* quello di reazione. Il controllo delle tensioni d'uscita è ottenuto modificando l'energia immagazzinata nel circuito magnetico del trasformatore durante la conduzione del transistor, regolandone il valore massimo della corrente di collettore per mezzo del controllo del tempo di conduzione.

L'oscillazione ha inizio per mezzo di un impulso di avvio prelevato dalla rete, dopo di che viene mantenuta grazie alla reazione positiva attuata per mezzo dell'avvolgimento *n*-*m*. La resistenza R 2, che è attraversata dalla corrente del BU 126, polarizza il catodo del tiristore BR 103 con una tensione negativa proporzionale a tale corrente. Il gate dello stesso tiristore è, a sua volta, polarizzato con una tensione negativa di -2 V ottenuta rettificando, per mezzo di D 1, gli impulsi negativi presentati ai capi dell'avvolgimento di reazione, durante il periodo di interdizione del transistor interruttore, e ridotta dal partitore resistivo R 4 - R 5.

Durante la conduzione, quando la corrente di collettore del BU 126 supera un livello prestabilito, nel tiristore viene superato il livello di trigger (0,7-1 V) e quindi esso va in conduzione. Ciò provoca una brusca diminuzione della tensione di base del BU 126 e quindi la sua interdizione. Non appena la tensione presente su *n - m* passa per lo zero, il tiristore viene interdetto e, dopo un certo periodo, dipendente dalla costante di tempo del circuito di base, il BU 126 riprende a condurre. In questo modo il valore massimo della corrente di collettore di tale transistor viene a dipendere dal partirore R 4 - R 5. Se R 4 non è caricata, allora la $I_{C_{max}}$ ammonta a 4 App; quando viene invece caricata da T 1 ed R 6, $I_{C_{max}}$ diminuisce e così pure l'energia immagazzinata. Si sfrutta questa possibilità per mantenere costante la tensione alle uscite. L'impulso presente sull'avvolgimento *l - o* è rettificato da D 2: se la tensione su C 2 supera un livello prestabilito, T 1 conduce caricando R 4; ciò anticipa l'innesco del tiristore e la corrente massima nel BU 126 si riduce.

La soglia d'intervento di T 1 è determinata dalla posizione del potenziometro R 7. Solo quando la tensione su C 2 è tale da portare la base di T 1 a un potenziale di 0,6 V superiore a quello dello Zener D 3 (7,5 V) è possibile la conduzione del transistor.

Il circuito descritto è fornito di una protezione dinamica contro eventuali corto-circuiti al carico. In tali casi, infatti, nel convertitore continua-continua autooscillante, la sequenza degli impulsi di corrente di collettore viene modificata presentandosi, ora, sottoforma di treni d'impulsi separati tra loro di 20 ms e di ampiezza inferiore a quella di regime. Ciò è conseguenza della diminuita tensione disponibile sulla sezione *m - n* del trasformatore, che abbassa la soglia d'innesco del tiristore. La presenza del cortocircuito sul carico, causando una sottrazione di energia al circuito, impedisce l'innesco automatico della oscillazione. La corrente nel BU 126 T riprenderà a circolare, quindi, solo in corrispondenza del successivo impulso della tensione di rete, secondo il meccanismo descritto in precedenza.

In questo modo, l'effetto del corto circuito ad uno dei secondari, si traduce in picchi di corrente nel BU 126 T, di ampiezza inferiore a quella nominale e con una frequenza di 50 Hz, con conseguente limitata solleccitazione dei diodi rettificatori e del transistor interruttore che rende molto spesso inutile la presenza del fusibile.

In Fig. 12.8 è riportato lo schema completo di un secondo alimentatore *switched - mode* per televisori a colori a elementi discreti.

La tensione di rete, rettificata dal ponte di diodi e filtrata da R 1 - C 7, viene inviata al trasformatore per mezzo del transistor interruttore BU 126. Alla base di quest'ultimo giungono gli impulsi di comando provenienti dal pilota BSX 21. Il circuito pilota e quello di controllo sono alimentati in modo autonomo per mezzo del duplicatore di tensione D 5 - D 6 - C 8 - C 9.

Veniamo ora a descrivere il funzionamento del circuito di controllo.

La tensione presente al primario del trasformatore durante lo spegnimento di

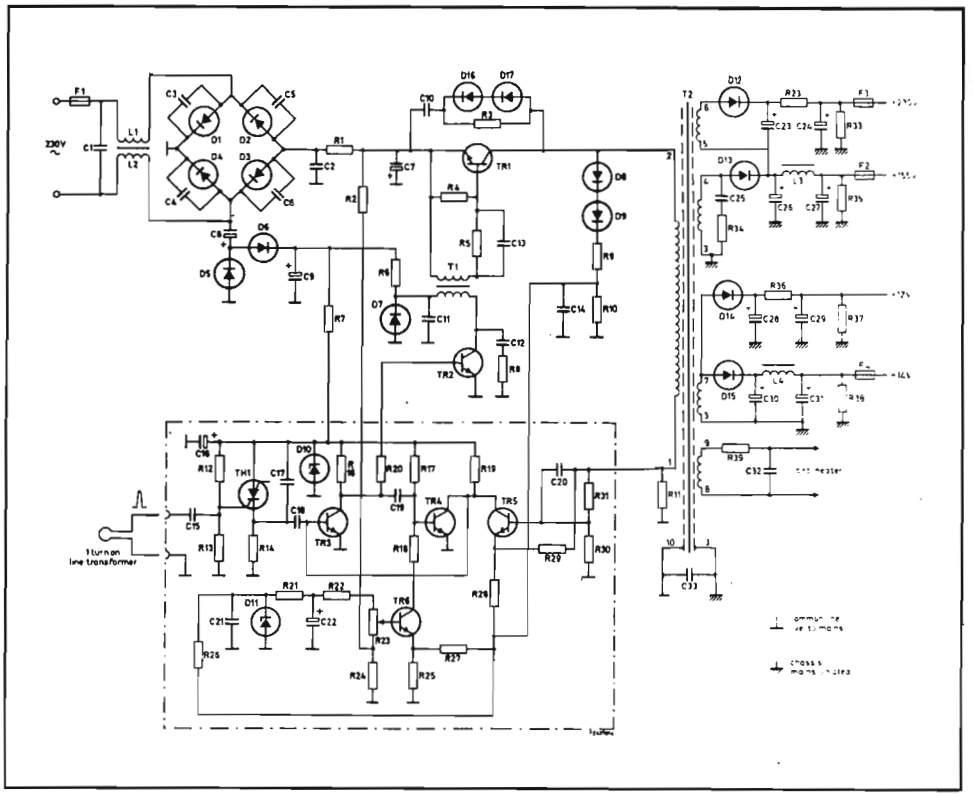


Fig. 12.8 - Schema di alimentatore switched-mode di tipo fly-back a componenti discreti (Philips).

T 1 che, come si è detto, è rigorosamente proporzionale a quella presente sul carico, viene prelevata dal gruppo formato da D 8-D 9-R 9-R 10-C 14 e inviata all'emettitore del transistor T 5. Quest'ultimo la confronta con quella di riferimento fornita dallo Zener D 11 e applicata alla base per mezzo del potenziometro R 23. La corrente di collettore risultante va a modificare la polarizzazione di base di T 4 (che assieme a T 3 forma un multivibratore monostabile) e quindi il rapporto tra i tempi di conduzione e di bloccaggio di T 1, al fine di mantenere costante la tensione d'uscita.

La sequenza degli impulsi di comando del monostabile è prodotta dal *transistor unigiunzione programmabile** BR 101, che può essere sincronizzato alla frequenza di riga mediante gli impulsi positivi inviati al gate catodico e ottenuti ai capi di una spira avvolta sul nucleo del trasformatore di riga. Gli impulsi positivi presenti su R 14 durante la rapida conduzione del BR 101 sono inviati sulla base di T 3 (n-p-n) che viene portato in conduzione; questo transistor,

infatti, è normalmente interdetto a causa della conduzione di T 5. All'arrivo dell'impulso di comando, T 3 va in conduzione e ciò causa l'interdizione di T 5. Questa situazione si mantiene per un tempo limitato a seguito della scarica di C 19 attraverso la resistenza totale che fa capo al terminale di base di T 4. In questa fase la tensione di collettore di T 3 praticamente si annulla: ciò provoca l'interdizione di T 2 e, quindi, la saturazione del transistor interruttore T 1. La durata di conduzione di T 3, e quindi di T 1, è determinata, come si è detto, sia dalla costante di tempo C 19 - R 17 che dalla corrente proveniente da T 6 attraverso R 18. Quest'ultima è il risultato del confronto tra la tensione di riferimento prodotta da D 11 e quella presente al primario, applicate all'amplificatore differenziale T 6, rispettivamente alla base e all'emettitore. Se la tensione sul carico aumenta, tende ad aumentare pure la corrente di collettore dell'amplificatore differenziale T 6: ciò produrrà una più rapida scarica di C 19 e quindi una diminuzione del tempo di conduzione di T 3, ovvero di T 1 (diminuisce così l'energia immagazzinata nel trasformatore e quindi la tensione d'uscita).

Alla base di T 6 perviene anche una porzione della tensione di rete attraverso R 2: ciò permette di controllare la conduzione di T 1 in modo da compensare le fluttuazioni della tensione di rete ed anche il ronzio a 100 Hz, presente all'uscita del ponte di diodi D 1..4, senza dover fare ricorso a capacità di filtro di grosso valore. In questo modo, infatti, ad una diminuzione di tensione su C 7 corrisponderà un aumento di quella di base di T 6 e ciò si tradurrà, in ultima analisi, in un maggior tempo di conduzione di T 1.

Il circuito descritto è dotato pure di una limitazione automatica della corrente che alimenta il trasformatore; quando il valore di tale corrente supera i 2,7 A la caduta di tensione ai capi di R 11 fa entrare in conduzione T 5, il quale blocca T 3 e quindi T 1.

La parte di circuito compresa entro la linea tratteggiata può essere sostituita da un circuito integrato appositamente progettato. Un esempio di tale integrato è offerto dal TDA 2640, il cui schema a blocchi è riportato in Fig. 12.9 assieme al circuito di principio di un alimentatore *switched - mode* del tipo *fly - back* con isolamento galvanico dalla rete.

Lo schema completo della sezione alimentatrice equipaggiata con il TDA 2640 è riportata in Fig. 12.10. Il circuito integrato provvede:

- alla partenza lenta *(soft-start)* al fine di evitare eccessive sovracorrenti di spunto e ciò grazie al gruppo R 6 - C 4 collegato tra il piedino 13 e massa;
- alla generazione dell'impulso di commutazione per mezzo di un oscillatore la cui frequenza di funzionamento, di circa 18 kHz, è determinata dagli elementi R 7 e C 5; a circuito avviato, tale frequenza viene sincronizzata con quella di riga per mezzo dell'impulso di fly-back in arrivo al piedino 2;
- a stabilizzare la tensione sul primario del trasformatore T 4, modificando il rapporto conduzione-interdizione δ del transistor interruttore TR 6, per mezzo del confronto tra le tensioni in arrivo ai piedini 10 (primaria rettificata) e 9 di riferimento (regolabile per mezzo di P 1);

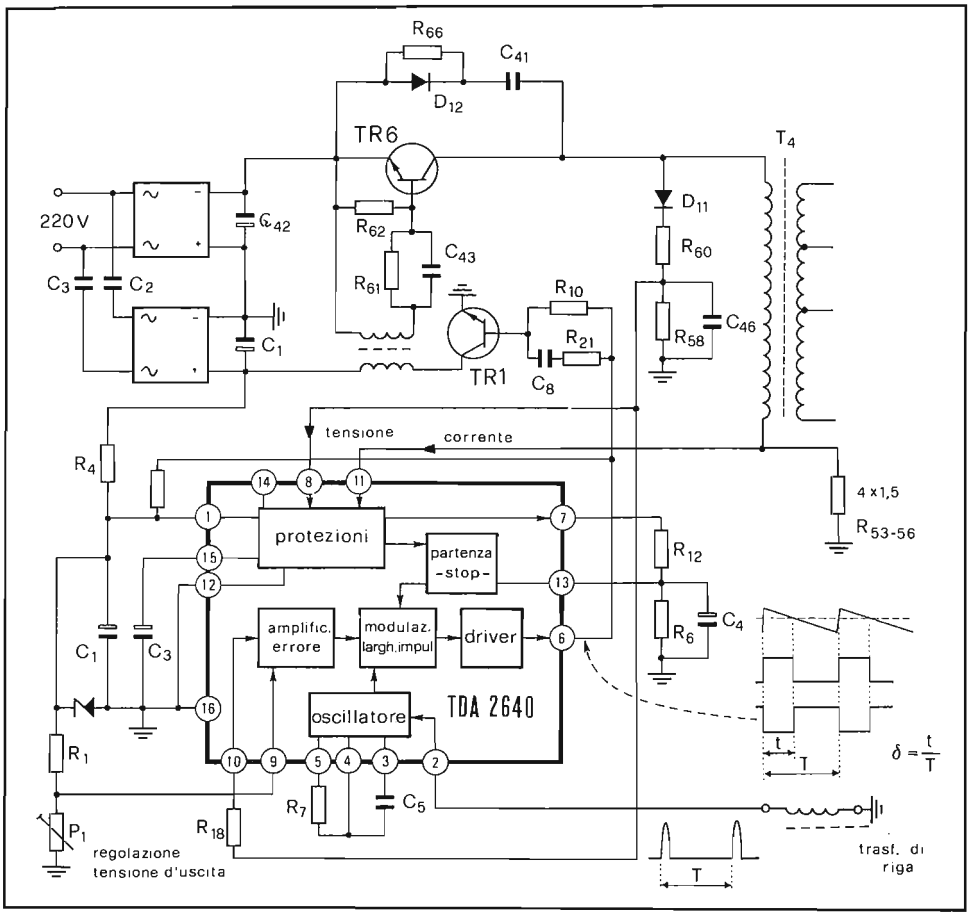


Fig. 12.9 - Schema a blocchi del TDA 2640 e suo impiego in un circuito alimentatore switched-mode.

- alla protezione contro correnti di carico eccessive, provvedendo all'interruzione e alla successiva partenza lenta, qualora la tensione ai capi di R 53 .. R 56 (applicata al piedino 11) dovesse superare il valore di -0,76 V. La R 20 (NTC) provvede a compensare le eventuali derive termiche del circuito integrato;
- alla protezione contro sovratensioni, provvedendo all'interruzione ed alla successiva partenza lenta, qualora la tensione in arrivo al piedino 8 superi il livello di riferimento di 6,2 V presente al piedino 9;
- alla protezione del circuito, nel caso di tensione troppo bassa, determinan-

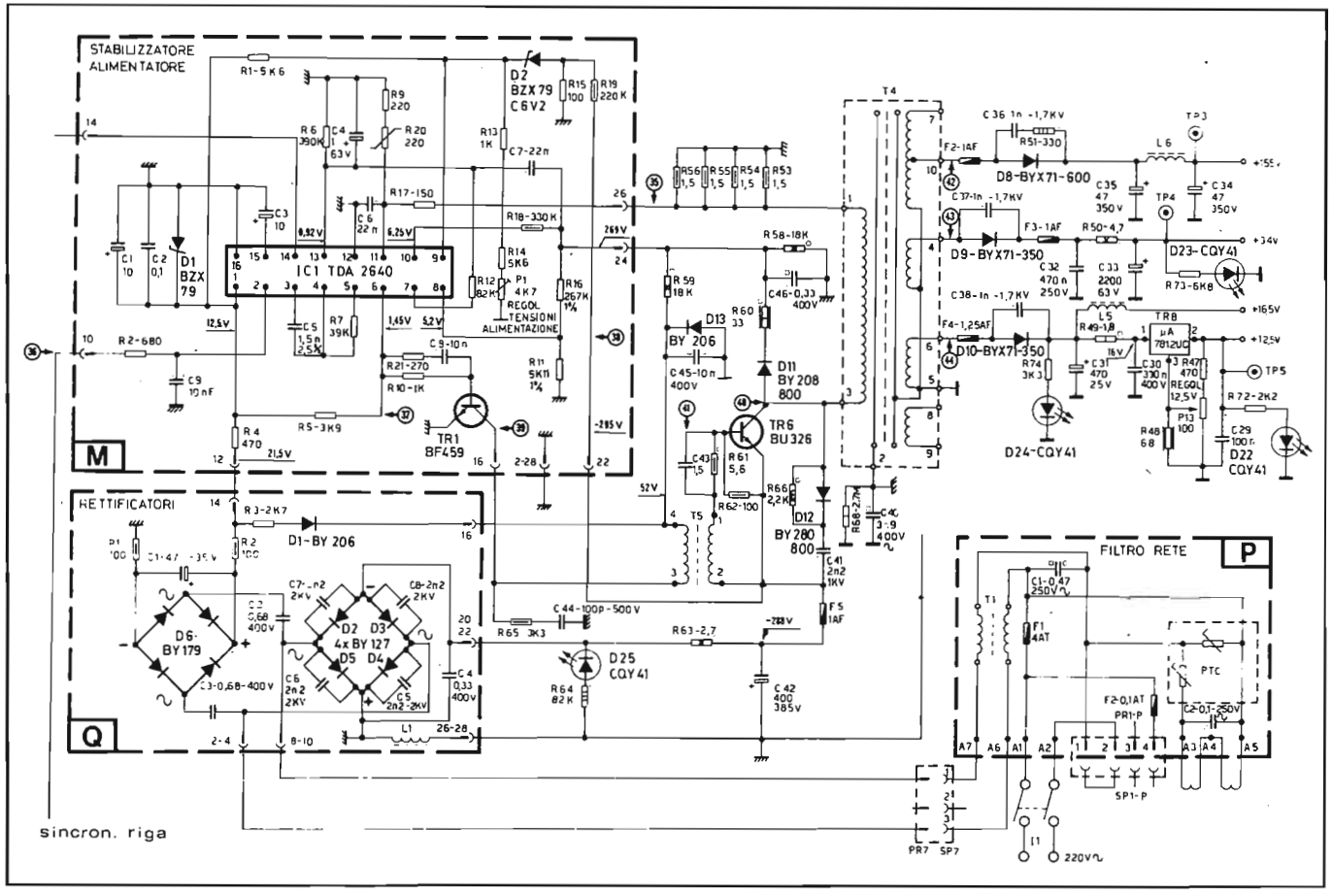


Fig. 12.10 - Schema elettrico di alimentatore switched-mode di tipo fly-back a circuito integrato (Voxon).

do il blocco, quando la tensione al piedino 1 (normalmente a 12,5 V) scende sotto gli 8 V. Questo circuito agisce anche nel caso di apertura e chiusura istantanea del circuito evitando la distruzione di TR 6 a seguito dell'eccessiva corrente di ricarica richiestagli da C 42;

- a limitare il numero di operazioni di apertura e chiusura del transistor TR 6, durante il funzionamento anomalo, per mezzo del condensatore C 3.

L'alimentazione del circuito integrato è ottenuta per mezzo della rettificazione, del filtraggio e della stabilizzazione operati, rispettivamente, da D 6, C 1 e D 1. La tensione di 12,5 V che così si ottiene, attiva la partenza lenta del circuito integrato permettendo, nel contempo, la carica di C 42 a -288 V. Gli impulsi rettangolari, disponibili al piedino 6 del TDA 2640, tramite il transistor pilota TR 1 (BF 459) ed il trasformatore pilota T 5, attivano ciclicamente la conduzione del transistor interruttore TR 6 (BU 326) sul collettore del quale è presente l'onda rettangolare che, a regime, è sincronizzata con la frequenza di rete.

Il diodo D 12 ha la funzione di limitare le extra-tensioni di commutazione e proteggere così il transistor interruttore TR 6.

Al secondario del trasformatore T 4 sono disponibili diverse tensioni che, rettificate dai diodi veloci BYX 71, forniscono, rispetto alla massa interna (isolata da quella del telaio), le tensioni di 155 V (finale di riga), 34 V (finale di quadro) e 16 V per tutti gli altri circuiti.

Indice

CAP. I — Richiami sulla teoria dei colori

1. 1. - Introduzione pag. 7
1. 2. - La luce naturale ed il colore » 7
1. 3. - Percezione visiva del colore » 9
1. 4. - Limitazioni della percezione visiva » 11
1. 5. - Il principio della mescolanza additiva dei tre colori » 12
1. 6. - Caratteristiche di una sorgente luminosa » 14
1. 7. - Rappresentazione tridimensionale dei colori » 14
1. 8. - Definizione dei tre colori primari secondo la C.I.E. » 17
1. 9. - Derivazione del triangolo dei colori e del diagramma di cromaticità » 19

CAP. II — Principi di televisione a colori

2. 1. - Introduzione » 21
2. 2. - L'immagine televisiva a colori » 21
2. 3. - La compatibilità » 22
2. 4. - Il segnale di luminanza Y » 23
2. 5. - Il segnale di crominanza. I segnali differenza di colore » 26
2. 6. - Gli assi cromatici R-Y e B-Y. Il vettore di colore » 30

CAP. III — La trasmissione televisiva a colori

3. 1. - Introduzione » 32
3. 2. - La trasmissione del segnale di crominanza » 32
3. 3. - Modulazione in quadratura con soppressione della portante » 35
3. 4. - Riduzione dei segnali R-Y e B-Y » 41
3. 5. - I segnali I e Q » 43
3. 6. - Il sincronismo di colore (burst) » 45
3. 7. - Il sistema PAL » 47
3. 8. - Il sistema SECAM (sequentiel a memorie) » 53

CAP. IV — Il cinescopio tricromico a maschera forata

4. 1. - Principio di funzionamento » 59
4.2.1. - La maschera forata » 62
4.2.2. - Il mosaico di fosfori a tre colori » 63
4.2.3. - I fosfori e le loro caratteristiche » 65
4.2.4. - I cannoni elettronici » 66
4.3.1. - Tensioni elettriche di funzionamento del tubo a maschera forata » 67
4.3.2. - Regolazioni esterne per la deflessione dei fasci elettronici » 68
4.3.3. - Regolazione della convergenza statica » 68
4.3.4. - Regolazioni della convergenza dinamica » 71
4.3.5. - Regolazioni della purezza del colore » 76
4.3.6. - Influenza di campi magnetici esterni sulla purezza dei colori » 78

CAP. V — Il cinescopio tricromico a maschera fessurata

5. 1. - Introduzione pag. 82
5. 2. - Il Trinitron » 86
5. 3. - Cinescopio In-Line » 90
5. 4. - Il cinescopio per il sistema 20 AX (Philips) » 94
5.4.1. - Correzione delle tolleranze » 95
5.4.2. - Correzioni statiche » 97
5.4.3. - Convergenza dinamica » 99
5.4.4. - Smagnetizzazione » 101
5. 5. - Il sistema Precision In-Line (P.I.L.) » 103

CAP. VI — Generalità sul televisore a colori

6. 1. - Il ricevitore TVC a blocchi » 110
6. 2. - Il tuner VHF-UHF » 111
6.2.1. - Il controllo automatico della sintonia » 114
6.2.2. - Il cambio canale con sensori tattili. Gli SAS 560/570 » 116
6.2.3. - Commutazione sequenziale dei canali con telecomando » 120
6.2.4. - Commutazione di canale con sensori a variazione di capacità » 121
6.2.5. - Gli SAS 580/590 » 125
6. 3. - La sezione di FI video ed il canale audio » 129
6. 4. - La sezione di luminanza » 136
6. 5. - Il canale di crominanza PAL » 138
6. 6. - La base dei tempi, l'EAT ed i circuiti di convergenza » 140

CAP. VII — La sezione di luminanza

7. 1. - Introduzione » 142
7. 2. - La linea di ritardo Y » 143
7. 3. - Il canale di luminanza a componenti discreti » 146
7. 4. - Il canale di luminanza a circuito integrato. Il TBA 970 » 150
7. 5. - Il TDA 2500 » 152

CAP. VIII — La sezione di crominanza

8. 1. - Introduzione » 155
8. 2. - Il separatore di crominanza » 155
8. 3. - L'amplificatore di crominanza a componenti discreti » 157
8. 4. - L'amplificatore di crominanza a circuiti integrati. Il TBA 510 » 158
8.4.1. - Il TBA 560 » 159
8.4.2. - Il TDA 2510 » 161
8. 5. - La linea di ritardo PAL » 162
8. 6. - Scomposizione del segnale di crominanza » 166
8.6.1. - Demodulatori sincroni » 168
8. 7. - La matrice e gli amplificatori dei segnali cromatici differenza » 172
8. 8. - Gli stadi finali di colore nel pilotaggio RVB » 177
8.8.1. - Stadi finali RVB a simmetria complementare » 179
8.8.2. - Stadi finali RVB single-ended » 182
8. 9. - I circuiti di servizio al colore » 185
8.9.1. - Oscillatore colore » 186
8.9.2. - Comparatore di fase » 188
8.9.3. - Il commutatore PAL e l'identificazione » 197

8.10. - I circuiti integrati nella sezione di crominanza pag. 201
8.10.1. - Il TBA 540 » 204
8.10.2. - Il TAA 630 » 204
8.10.3. - Il TBA 520 » 205
8.10.4. - Il TBA 990 » 206
8.10.5. - Il TBA 530 » 207
8.10.6. - Il TDA 2520 » 209
8.11. - Decodifica PAL-SECAM » 211
8.11.1. - Commutazione automatica PAL, b/n-SECAM » 213

CAP. IX — Le sezioni sincronismi e deflessione

9. 1. - Introduzione » 218
9. 2. - Lo stadio di deflessione verticale » 220
9.2.1. - Lo stadio di deflessione verticale a circuiti integrati. Il TDA 1270 » 222
9.2.2. - Lo stadio di deflessione verticale in classe D. Il TDA 2600 » 225
9. 3. - La sezione sincronismo di riga » 228
9. 4. - Lo stadio finale di riga » 232
9.4.1. - Circuiti di deflessione di riga a tiristori. Principio di funzionamento » 232
9.4.2. - Stabilizzazione dell'EAT nei circuiti di deflessione di riga a tiristori » 240

CAP. X — L'EAT ed i circuiti di convergenza dinamica

10. 1. - Introduzione » 250
10. 2. - Generazione dell'EAT » 250
10. 3. - Centratura dell'immagine » 255
10. 4. - Correzione del raster » 256
10.4.1. - Correzione Est-Ovest a trasduttore » 257
10.4.2. - Correzione E-O attiva. Modulatore a diodi » 259
10.4.3. - Stadio di deflessione verticale SSDV con correzione E-O » 265
10.4.4. - Correzione Nord-Sud » 271
10.5. - Convergenza dinamica » 278
10.5.1. - Convergenza dinamica per cinescopi a 110° con cannoni a delta » 280
10.5.2. - Convergenza agli angoli. Correnti-differenza » 285
10.5.3. - Convergenza dinamica nel cinescopio In-Line » 290

CAP. XI — I telecomandi e la sintonia automatica

11. 1. - Introduzione » 297
11. 2. - Telecomando a ultrasuoni sequenziale (Rex) » 297
11.2.1. - Trasmettitore » 298
11.2.2. - Ricevitore » 300
11. 3. - Telecomando Grundig Tele-Pilot 12 » 305
11.3.1. - Trasmettitore » 306
11.3.2. - Ricevitore » 309
11. 4. - Telecomando ad ultrasuoni Rex » 313
11.4.1. - Trasmettitore » 313
11.4.2. - Ricevitore » 316
11. 5. - Modulo orologio e indicatore di canale » 321
11. 6. - Sistema automatico di ricerca dei programmi e memorizzazione elettronica della sintonia » 326
11.6.1. - Sistema MEMOTRONIC 100 (Blaupunkt) » 326
11.6.2. - L'MC 14425 » 328

11.6.3. - L'UAA 1008 pag. 329
11.6.4. - L'MC 14426 » 333

CAP. XII — L'alimentatore

12. 1. - Introduzione » 336
12. 2. - Alimentatore AT e BT » 337
12. 3. - Alimentatore di AT con controllo a SCR e filtraggio elettronico » 339
12. 4. - Alimentatore switched-mode » 342
INDICE » 353

GRAFICHE
buttazzoni s.r.l.
S. DANIELE DEL FRIULI

A. Deotto - ELEMENTI DI VIDEOTECNICA E MODERNI CIRCUITI TV

12 capitoli - 288 pagine - 272 schemi - tabelle varie. Copertina plastificata

Volume fondamentale per l'apprendimento delle moderne tecniche di trasmissione e di ricezione. Adatto agli studenti, per la trattazione propedeutica allo studio della televisione a colori, e ai tecnici quale mezzo di aggiornamento delle moderne tecniche e tecnologie televisive. Dei vari stadi del televisore viene svolta una trattazione completa, partendo dai circuiti a componenti discreti fino a quelli integrati più moderni e sofisticati. Costante è il riferimento a schemi pratici di televisori commerciali.

A. Deotto - TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

11 capitoli - 320 pagine - 283 schemi e diagrammi illustrativi, copertina plastificata

In 320 pagine vengono analizzati il funzionamento e le caratteristiche delle diverse sezioni che costituiscono i ricevitori TV a semiconduttori discreti ed integrati, con costante riferimento a ricevitori commerciali circolanti in Italia. Ecco alcuni degli argomenti trattati:

• circuito di deflessione a tiristori • cambio canale touch-control • gruppi di sintonia con diodi varicap • alimentazione a circuito "pompa" • descrizione di oltre 40 circuiti integrati

A. Deotto - TELEVISORI A COLORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

12 capitoli - 360 pagine con oltre 270 disegni e schemi illustrativi, parte dei quali in quadricromia. Copertina a colori plastificata

Dopo un rapido richiamo degli aspetti fisici del colore e degli standards televisivi PAL e SECAM, di interesse specifico per i circuiti descritti nel seguito, vengono trattati in modo esteso i cinescopi tricromici fino ai moderni trinitron, in-line e PIL che equipaggiano i televisori a colori a componenti discreti ed integrati. La rassegna dei circuiti giunge fino alle soluzioni più moderne, quali:

• sistemi per la ricerca automatica della sintonia con memorizzazione digitale • circuiti per l'indicazione dell'ora e del programma sullo schermo del televisore • alimentatori switched-mode isolati dalla rete • circuiti di deflessione verticale a tiristori (SSVD) • stadi finali "freddi" • descrizione dettagliata di oltre 20 circuiti integrati

F. Calligaris - A. Deotto - MANUALE DEGLI IMPIANTI D'ANTENNA TV

10 capitoli e 5 appendici - 312 pagine - 280 disegni schemi elettrici e tabelle. Copertina plastificata

La recente proliferazione delle emittenti private pone oggi il tecnico di fronte a situazioni e problemi completamente nuovi, che rendono assai difficile la scelta delle soluzioni tecniche ottimali e dei componenti attivi e passivi disponibili in commercio per realizzarle. Una maggiore conoscenza dei fenomeni connessi con la propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio e nei cavi coassiali, nonché quella relativa al funzionamento dei componenti attivi e passivi oggi largamente impiegati anche negli impianti di modeste dimensioni, rende il lavoro del tecnico molto più agevole e redditizio. A queste esigenze risponde il volume che è una vera e propria guida teorico-pratica alla progettazione, realizzazione e collaudo di impianti d'antenna TV singoli e centralizzati.

CO.EL. editrice

L. 24.000

Collana Edizioni Radio

A. Deotto - TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI
11 capitoli, 320 pagine, 283 disegni e schemi illustrativi
copertina plastificata (5ª ristampa della prima edizione 1985)

A. Deotto - TELEVISORI A COLORI a transistors e a circuiti integrati
12 capitoli, 360 pagine, 270 schemi illustrativi e figure, parte delle quali in quadricromia, copertina plastificata (6ª ristampa della prima edizione 1984)

F. Calligaris - A. Deotto - MANUALE DEGLI IMPIANTI D'ANTENNA TV
Guida teorico-pratica alla progettazione, realizzazione e collaudo di impianti d'antenna TV singoli e centralizzati
10 capitoli, 5 appendici, 312 pagine, 280 schemi, tabelle e figure
copertina plastificata (4ª ristampa della prima edizione 1983)

A. Deotto - ELEMENTI DI VIDEOTECNICA E MODERNI CIRCUITI TV
12 capitoli, 288 pagine, 272 disegni e schemi illustrativi
copertina plastificata (3ª ristampa della prima edizione 1984)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - volume 1° sezione analogica
Descrizione di oltre 150 circuiti integrati utilizzati nei televisori in b/n e colori, fino al 1982
280 pagine con schemi a blocchi e d'impiego
(ristampa della 1ª edizione 1985)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - volume 2° sezione digitale - prima parte (memorie, Tx e Rx telecomando, decodifiche, ecc.)
Descrizione di oltre 180 circuiti integrati utilizzati nelle sezioni digitali dei televisori in b/n e colori
248 pagine con schemi a blocchi e d'impiego
(1985 - 3ª ristampa della 1ª edizione)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - volume 3° sezione digitale - seconda parte (prescaler, controllo sintonie, display su schermo, interfacce uP, ecc.)
Descrizione di quasi un centinaio di circuiti integrati utilizzati nelle sezioni digitali dei televisori b/n e colori
216 pagine con schemi a blocchi e d'impiego (1985 - 1ª edizione)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - volume 4° sezione analogica - aggiornamento
Descrizione di circa 100 circuiti integrati utilizzati nei televisori in b/n e colori dal 1982 al 1986
216 pagine con schemi a blocchi e d'impiego (1987 - 1ª edizione)